Д.Э. БРУСКИН, А.Е. ЗОРОХОВИЧ, В.С. ХВОСТОВ

Электрические машины

Часть первая

Издание второе, переработанное и дополненное

Допущено Министерством высшего и среднего специального образования СССР в качестве учебника для студентов электротехнических специальностей вузов



МОСКВА
„ВЫСШАЯ ШКОЛА"
1987

Рецензенты:

кафедра «Электрические машины» Ленинградского политехнического института им. М. И. Калинина (зав. кафедрой д-р техн. наук, проф. *В. В. Романов*); д-р техн. наук, проф. *А. В. Корицкий* (Московский институт радиотехники, электроники и автоматики)

Брускин Д. Э. и др.

Б89 Электрические машины: В 2-х ч. Ч. 1: Учеб. для электротехн. спец. вузов.— 2-е изд. перераб. и доп. /Д. Э. Брускин, А. Е. Зорохович, В. С. Хвостов.— М.: Высш. шк., 1987.— 319 с.: ил.

Учебник состоит из двух частей. В первой части приведены общие сведения об электрических машинах; рассмотрены устройство и теория работы трансформаторов, общие вопросы теории электрических машин переменного тока, а также теория асинхронных машин.

Второе издание (1-е в 1979 г.) переработано и дополнено новым материалом по развитию электроприводов.

Б $\frac{2302030000-060}{001(01)-87}$ КБ-28-25-86

ББК 31.261
6П2.1.081

ПРЕДИСЛОВИЕ

Настоящая книга предназначена в качестве учебника по курсу «Электрические машины» для студентов высших технических учебных заведений, специализирующихся в области электрического привода и автоматизации промышленных установок, электроснабжения промышленных предприятий, электрооборудования судов, а также для студентов других специальностей, для которых курс «Электрические машины» читается в объеме 130–150 лекционных часов.

Порядок изложения материала в этом учебнике в основном подобен порядку, принятому в большинстве учебников по электрическим машинам, предназначенных для студентов электромеханических и электроэнергетических специальностей. Учебник состоит из двух частей. В них приведены общие сведения об электрических машинах, рассмотрены трансформаторы, изложены общие вопросы теории машин переменного тока, описаны асинхронные и синхронные машины, а также машины постоянного тока.

Первая часть учебника включает в себя общие сведения об электрических машинах, трансформаторы, общие вопросы теории машин переменного тока и асинхронные машины.

По каждому типу рассматриваемых электрических машин приведены вопросы общей теории, описаны особенности конструкции и характеристики машин нормального исполнения и микромашин. Принятый порядок изложения позволяет избежать излишних повторений материала при рассмотрении различных видов микромашин и более тесно увязать теорию их работы с общей теорией электрических машин данного типа.

Главное внимание уделено связи основных положений теории с эксплуатационными особенностями различных электрических машин и рассмотрению режимов работы машин в системах автоматизированного электропривода.

Второе издание первой части учебника дополнено новыми материалами – изложены современные тенденции применения элементов полупроводниковой техники (диодов, тиристоров, транзисторов) в электромагнитных схемах машин и системах их регулирования. Подробно рассмотрены трансформаторы для вентильных преобразователей; асинхронные двигатели,

питаемые от преобразователей частоты; вентильный каскад. Кроме того, рассмотрены некоторые специальные асинхронные машины, которые в последнее время начинают получать все большее применение (линейный асинхронный двигатель, асинхронный автономный генератор и электромагнитные индукционные насосы); описана также работа асинхронных двигателей при неноминальных условиях.

Авторы считают своим долгом выразить благодарность рецензентам данной книги – д-ру техн. наук, проф. *В. В. Романову* и коллективу кафедры «Электрические машины» Ленинградского политехнического института им. М. И. Калинина, а также проф. *А. В. Корицкому* за ценные советы и предложения.

Все замечания и пожелания по улучшению данного учебника просим направлять в издательство «Высшая школа» по адресу: *101430, Москва, ГСП-4, Неглинная ул., д. 29/14.*

Авторы

ВВЕДЕНИЕ

Прогресс современной науки и техники неразрывно связан с применением электрической энергии в различных производственных процессах и устройствах. Использованию электрической энергии в построении коммунистического общества большое значение придавал *В. И. Ленин*, выдвинувший гениальную формулу: «Коммунизм – это есть Советская власть плюс электрификация всей страны*. Коммунистическая партия и Советское правительство уделяют огромное внимание электрификации промышленности, транспорта, сельского хозяйства, быта населения и развитию электротехнической промышленности как технической базы электрификации. В новой редакции Программы КПСС, принятой XXVII съездом партии, указано, что коренным вопросом экономической стратегии партии является кардинальное ускорение научно-технического прогресса. При этом ключевую роль в осуществлении научно-технической революции и материализации новейших достижений науки и техники должен играть машиностроительный комплекс, важной составной частью которого является электромашиностроение.

Развитие экономики Советского Союза всегда основывалось на широкой электрификации всех отраслей народного хозяйства. В настоящее время по производству электрической энергии СССР занимает первое место в Европе и второе место в мире. В нашей стране успешно выполняется Энергетическая программа СССР. Советская энергетика ежегодно пополняется новыми крупными современными электростанциями с уникальными турбо- и гидрогенераторами, ускоренно развивается атомная энергетика.

Основные направления экономического и социального развития СССР на 1986–1990 годы и на период до 2000 года, принятые XXVII съездом КПСС, определяют широкое развитие электрификации, которая является основой технического прогресса, роста производительности труда и построения материально-технической базы коммунизма. Предусматривается повышение уровня электрификации производства и эффективности использования электроэнергии; развитие ускоренными темпами электроэнергетики и электротехнической промышленности; увеличение производства электроэнергии к 1990 г. до 1840–1880 млрд. кВт·ч, в том числе на атомных электростанциях до 390 млрд. кВт·ч. В европейской части страны и на Урале намечено построить крупные атомные электростан-

---

* *Ленин В. И.* Полн. собр. соч., т. 42, с. 159.

ции, в восточных районах страны – конденсационные тепловые электростанции единичной мощностью 4–6 млн. кВт и гидроэлектростанции. Будет продолжено формирование Единой энергетической системы страны, строительство межсистемных линий электропередачи напряжением 500, 750 и 1150 кВ переменного тока и напряжением 1500 кВ постоянного тока, а также распределительных сетей.

В осуществлении ленинских идей электрификации народного хозяйства СССР и выполнении заданий XXVII съезда весьма важная роль принадлежит электромашиностроению, так как электрические машины являются основными элементами энергетических установок, различных машин, механизмов, технологического оборудования, современных средств транспорта, связи и др. Как известно, электрические машины вырабатывают электрическую энергию, осуществляют высокоэкономичное преобразование ее в механическую, выполняют разнообразные функции по преобразованию и усилению различных сигналов в системах автоматического регулирования и управления.

Электрические машины широко применяют во всех отраслях народного хозяйства. Их преимущества – высокий КПД, достигающий в мощных электрических машинах 95–99 %, сравнительно малая масса и габаритные размеры, а также экономное использование материалов. Электрические машины могут быть выполнены на различные мощности (от долей ватта до сотен мегаватт), частоты вращения и напряжения. Они характеризуются высокой надежностью и долговечностью, простотой управления и обслуживания, удобством подвода и отвода энергии, а также небольшой стоимостью при массовом и крупносерийном производстве.

Теоретическим фундаментом для развития электромашиностроения послужили открытие *М. Фарадеем* закона электромагнитной индукции и работы *Д. Максвелла* и *Э. Ленца.* На основании теоретических исследований этих ученых уже в середине XIX в. появились первые образцы электрических машин и трансформаторов. Большие заслуги в разработке первых образцов электрических машин и трансформаторов принадлежат выдающимся русским ученым и изобретателям, среди которых особенно можно выделить *Б. С. Якоби, П. Н. Яблочкова* и *М. О. Доливо-Добровольского.* В конце XIX и начале XX вв. были известны практически все виды электрических машин и в основном создана их теория.

Двадцатое столетие характеризуется бурным развитием электромашиностроения, причем непрерывно возрастают как количество выпускаемых электрических машин, так и их раз-

меры и мощность; непрерывно совершенствуется конструкция электрических машин, повышается их надежность и снижается масса, приходящаяся на единицу мощности. Развертывается массовое производство электрических микромашин для различных автоматических устройств и электробытовых приборов.

Эти успехи в электромашиностроении были бы немыслимы без дальнейшего совершенствования методов расчета и уточнения теории электрических машин, особенно в области переходных процессов, возникающих при резких колебаниях нагрузки и в аварийных режимах. Большая заслуга в дальнейшем развитии теории электрических машин, совершенствовании их конструкции и методов расчета принадлежит советским ученым: *А. Е. Алексееву, Б. П. Апарову, А. И. Важнову, А. И. Вольдеку, Ф. А. Горяинову, А. А. Гореву, Д. А. Завалишину, В. Т. Касьянову, М. П. Костенко, К. А. Кругу, В. С. Кулебакину, С. И. Курбатову, А. Н. Ларионову, Р. А. Лютеру, Г. Н. Петрову, Л. М. Пиотровскому, В. А. Толвинскому, И. Д. Урусову, Ю. С. Чечету, К. И. Шенферу* и др.

В последние годы появились новые электротехнические устройства, выполняющие такие же функции по преобразованию энергии, как и электрические машины, но основанные на других теоретических принципах. Это в первую очередь статические преобразователи электрической энергии, выполненные на полупроводниковых приборах (выпрямители, инверторы, преобразователи частоты), которые довольно быстро вытесняют электромашинные преобразователи; новые виды генераторов электрической энергии, которые не имеют вращающихся частей (магнитно-гидродинамические генераторы, электроэмиссионные генераторы и др.) и, вероятно, в будущем смогут соперничать с обычными электромашинными генераторами. Появились новые конструкции электродвигателей, у которых подвижная часть совершает не вращательное, а линейное поступательное движение. Однако электрические машины традиционного исполнения и в будущем останутся важнейшими источниками электрической энергии и ее преобразователями.

В СССР за годы Советской власти электромашиностроение достигло огромных успехов. Если в дореволюционной России по существу не было электромашиностроительной промышленности, то теперь изделия таких крупных электромашиностроительных заводов, как «Электросила», «Динамо», Харьковский электромеханический завод, Харьковский «Электротяжмаш», Ярославский электромеханический завод, Московский и Запорожский трансформаторные заводы, «Уралэлектротяжмаш», завод им. Владимира Ильича и другие, известны во многих странах мира.

За последнее время в нашей стране произошел значительный рост производства электрических машин и трансформаторов. Разработаны и осваиваются новые унифицированные серии электрических машин: асинхронных электродвигателей общего применения, взрывозащищенных и высоковольтных асинхронных двигателей, машин постоянного тока, крановых и тяговых двигателей, турбогенераторов мощностью 63–800 мВт, гидрогенераторов мощностью 350–640 мВт, трансформаторов, разнообразных микромашин и др. Их изготовляют на специализированных предприятиях с широким использованием механизации и автоматизации производственных процессов и автоматических линий. Выпускаются и уникальные машины и трансформаторы большой единичной мощности. Освоен ряд новых магнитных, проводниковых и электроизоляционных материалов, позволивших улучшить массогабаритные и энергетические показатели машин и механизировать технологические процессы их производства.

Новые единые серии электрических машин разработаны на основе международного разделения труда в рамках организации социалистических стран «Интерэлектро».

Созданы научно-производственные объединения в Москве, Ленинграде, Киеве, Харькове, Новочеркасске, Риге, Свердловске, Томске и других городах, где ведется большая научная работа по созданию новых типов и более совершенных конструкций электрических машин, повышению их энергетических показателей и улучшению технологии производства.

В Основных направлениях экономического и социального развития СССР на 1986–1990 годы и на период до 2000 года, утвержденных XXVII съездом КПСС, указано, что электротехническая промышленность должна решать новые, большие задачи по повышению технического уровня электромашиностроения. Предстоит развивать быстрыми темпами производство электрических машин большой, средней и малой мощности: существенно увеличить выпуск турбогенераторов единой унифицированной серии мощностью до 800 тыс. кВт, турбогенераторов единичной мощностью 1 млн. кВт с повышенной надежностью для атомных электростанций, новой серии электродвигателей переменного тока мощностью до 400 кВт; опережающими темпами наращивать выпуск автоматизированных электроприводов, развивать высокоавтоматизированное производство электродвигателей. Особое внимание необходимо уделять разработке и освоению выпуска электрооборудования, имеющего более высокие надежность и энергетические показатели, меньшую трудоемкость, металлоемкость и удельный расход электротехнических материалов.

ГЛАВА 1
ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИНАХ

§ 1.1. КЛАССИФИКАЦИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

Классификация по назначению. Электрические машины по назначению подразделяют на следующие виды:

*электромашинные генераторы**, преобразующие механическую энергию в электрическую. Их устанавливают на электрических станциях и различных транспортных установках: автомобилях, самолетах, тепловозах, кораблях, передвижных электростанциях и др. На электростанциях они приводятся во вращение с помощью мощных паровых и гидравлических турбин, а на транспортных установках — от двигателей внутреннего сгорания и газовых турбин. В ряде случаев генераторы используют в качестве источников питания в установках связи, устройствах автоматики, измерительной техники и пр.;

электрические двигатели, преобразующие электрическую *энергию в механическую; они приводят во* вращение различные машины, механизмы и устройства, применяемые в промышленности, сельском хозяйстве, связи, на транспорте, в военном деле и быту. В современных системах автоматического управления их используют в качестве исполнительных, регулирующих и программирующих органов;

электромашинные преобразователи, преобразующие переменный ток в постоянный и, наоборот, изменяющие величину напряжения переменного и постоянного тока, частоту, число фаз и др. Их широко используют в промышленности, на транспорте и в военном деле, хотя в последнее десятилетие роль электромашинных преобразователей существенно уменьшилась вследствие применения статических полупроводниковых преобразователей;

электромашинные компенсаторы, осуществляющие генерирование реактивной мощности в электрических установках для улучшения энергетических показателей источников и приемников электрической энергии;

---

* Ниже используются сокращенные термины — *генераторы, электродвигатели, преобразователи, компенсаторы* и *усилители*.

электромашинные усилители, используемые для управления объектами относительно большой мощности посредством электрических сигналов малой мощности, подаваемых на их обмотки возбуждения (управления). Роль электромашинных усилителей в последнее время также уменьшилась из-за широкого применения усилителей, выполненных на полупроводниковых элементах (транзисторах, тиристорах);

электромеханические преобразователи сигналов, генерирующие, преобразующие и усиливающие различные сигналы. Их выполняют обычно в виде электрических микромашин и широко используют в системах автоматического регулирования, измерительных и счетно-решающих устройствах в качестве различных датчиков, дифференцирующих и интегрирующих элементов, сравнивающих и регулирующих органов и др.

Классификация по роду тока и принципу действия. Электрические машины по роду тока делят на машины переменного и постоянного тока. Машины переменного тока в зависимости от принципа действия и особенностей электромагнитной системы подразделяют на трансформаторы, асинхронные, синхронные и коллекторные машины.

Трансформаторы широко применяют для преобразования напряжения: в системах передачи и распределения электрической энергии, в выпрямительных установках, устройствах связи, автоматики и вычислительной техники, а также при электрических измерениях (измерительные трансформаторы) и функциональных преобразованиях (вращающиеся трансформаторы).

Асинхронные машины используют главным образом в качестве электрических двигателей трехфазного тока. Простота устройства и высокая надежность позволяют применять их в различных отраслях техники для привода станков, грузоподъемных и землеройных машин, компрессоров, вентиляторов и пр. В системах автоматического регулирования широко используют одно- и двухфазные управляемые асинхронные двигатели, асинхронные тахогенераторы, а также сельсины.

Синхронные машины применяют в качестве генераторов переменного тока промышленной частоты на электрических станциях и генераторов повышенной частоты в автономных источниках питания (на кораблях, самолетах и т. п.). В электрических приводах большой мощности применяют также синхронные электродвигатели. В устройствах автоматики широко используют различные синхронные машины малой мощности (реактивные, с постоянными магнитами, гистерезисные, шаговые, индукторные и пр.).

Коллекторные машины переменного тока используют срав-

нительно редко и главным образом в качестве электродвигателей. Они имеют сложную конструкцию и требуют тщательного ухода. В устройствах автоматики, а также в различного рода электробытовых приборах применяют универсальные коллекторные двигатели, работающие как на постоянном, так и на переменном токе.

Машины постоянного тока применяют в качестве генераторов и электродвигателей в устройствах электропривода, требующих регулирования частоты вращения в широких пределах: железнодорожный и морской транспорт, прокатные станы, электротрансмиссии большегрузных автомобилей, грузоподъемные и землеройные машины, сложные металлообрабатывающие станки и пр., а также в тех случаях, когда источниками электрической энергии для питания электродвигателей служат аккумуляторные батареи (стартерные двигатели, двигатели подводных лодок, космических кораблей и т. п.).

Генераторы постоянного тока часто применяют для питания устройств связи, зарядки аккумуляторных батарей, в качестве основных источников питания на транспортных установках (автомобилях, самолетах, тепловозах, пассажирских вагонах). Однако в последнее время генераторы постоянного тока заменяются генераторами переменного тока, работающими совместно с полупроводниковыми выпрямителями.

В системах автоматического регулирования машины постоянного тока широко используют в качестве электромашинных усилителей, исполнительных двигателей и тахогенераторов.

В зависимости от назначения электрические микромашины автоматических устройств подразделяются на следующие группы:

силовые микродвигатели, приводящие во вращение различные механизмы автоматических устройств, самопишущих приборов и пр.;

управляемые (*исполнительные*) *двигатели*, преобразующие подводимый к ним электрический сигнал в механическое перемещение вала, т. е. отрабатывающие определенные команды;

тахогенераторы, преобразующие механическое вращение вала в электрический сигнал – напряжение, пропорциональное частоте вращения вала;

вращающиеся трансформаторы, дающие на выходе напряжение, пропорциональное той или иной функции угла поворота ротора, например синусу или косинусу этого угла или самому углу;

машины синхронной связи (сельсины, магнесины), осуществляющие синхронный и синфазный поворот или вращение

нескольких механически не связанных между собой осей;

микромашины гироскопических приборов (гироскопические двигатели, датчики угла, датчики момента), осуществляющие вращение роторов гироскопов с высокой частотой и коррекцию их положения;

электромашинные преобразователи и усилители.

Электрические микромашины первых двух групп часто называют *силовыми*, а третьей – пятой групп – *информационными*.

Классификация по мощности. Электрические машины по мощности условно подразделяют на микромашины, машины малой, средней и большой мощности.

Микромашины имеют мощность от долей ватта до 500 Вт. Эти машины работают как на постоянном, так и на переменном токе нормальной и повышенной (400–2000 Гц) частоты.

Машины малой мощности – от 0,5 до 10 кВт. Они работают как на постоянном, так и на переменном токе нормальной или повышенной частоты.

Машины средней мощности – от 10 кВт до нескольких сотен киловатт *.

Машины большой мощности – свыше нескольких сотен киловатт. Машины большой и средней мощности обычно предназначают для работы на постоянном или переменном токе нормальной частоты**.

Классификация по частоте вращения. Электрические машины по частоте вращения условно подразделяют на: *тихоходные* – с частотами вращения до 300 об/мин; *средней быстроходности* – 300–1500 об/мин; *быстроходные* – 1500–6000 об/мин; *сверхбыстроходные* – свыше 6000 об/мин. Микромашины выполняют для частот вращения от нескольких оборотов в минуту до 60000 об/мин; машины большой и средней мощности – обычно до 3000 об/мин.

§ 1.2. НОМИНАЛЬНЫЕ ДАННЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

Каждая электрическая машина имеет паспортную табличку, выбитую на металлической пластине и прикрепленную к корпусу. В этой табличке указаны тип машины и ее *номинальные данные*, характеризующие основные энергетические показатели и условия работы, на которые она рассчитана. К номинальным данным относятся: мощность, напряжение, ток, частота враще-

---

* Для трансформаторов до 1000 кВ · А.

** Кроме некоторых специальных случаев (авиация, морской флот и др.), где иногда используют довольно мощные машины повышенной частоты.

ния, частота переменного тока, коэффициент полезного действия (КПД), число фаз, коэффициент мощности и режим работы (длительный, кратковременный и т. п.)*. Кроме того, в паспортной табличке приведены следующие данные: завод-изготовитель, год выпуска, класс изоляции, а также дополнительные данные, необходимые для монтажа и эксплуатации машины (масса, схема включения обмоток и др.). Термин «номинальный» можно применять и к величинам, не приведенным в паспортной табличке, но относящимся к ее номинальному режиму, например номинальный вращающий момент, номинальное скольжение и др.

Номинальной мощностью электрической машины называют мощность, на которую рассчитана данная машина по условиям нагревания и безаварийной работы в течение установленного срока службы. Для электрических двигателей под номинальной мощностью понимают полезную механическую мощность на валу, выраженную в ваттах или киловаттах; для генераторов постоянного тока – полезную электрическую мощность на зажимах машины (в ваттах или киловаттах); для генераторов переменного тока – полную электрическую мощность на зажимах (в вольт-амперах или киловольт-амперах). Номинальные мощности всех видов электрических машин и трансформаторов стандартизованы; точно так же стандартизованы номинальные частоты вращения электрических машин.

Электрические машины могут работать и при неноминальных условиях (уменьшенная или увеличенная мощность, напряжение и ток, отличные от номинальных, и т. п.). Однако при работе в этих условиях энергетические показатели машины отличаются от паспортных данных. Обычно при нагрузках, *меньших номинальной, КПД и коэффициент мощности машины* меньше номинальных. При нагрузках, больших номинальной, появляется опасность чрезмерного повышения температуры частей электрической машины, в первую очередь ее обмоток, что может привести к преждевременному выходу из строя изоляции обмоток и, следовательно, всей машины. Максимально допустимая температура обмотки зависит от свойств применяемой изоляции (ее класса) и срока службы машины и составляет от 105 до 180 °С. Предельно допустимые температуры различных частей обмоток регламентируются общесоюзными стандартами (ГОСТами), имеющими силу законов.

В ГОСТы на электрические машины и трансформаторы включаются также другие нормативные материалы, главным

---

* *Подробно режимы работы описаны в гл. 8.*

образом определяющие допустимые кратковременные перегрузки и методы испытания машины и отдельных ее частей, а также основные условия эксплуатации машины данного типа. Материалы, включаемые в ГОСТы, проверены многолетней практикой производства и эксплуатации, т. е. имеют статистическое обоснование.

Эксплуатация и производство новых видов электрических машин нормируются *техническими условиями*, которые согласовываются и утверждаются организациями, проектирующими, изготавливающими и эксплуатирующими данные машины.

Электрические машины являются обратимыми, т. е. они могут работать и в генераторном, и в двигательном режимах. Точно так же в электромашинном преобразователе и трансформаторе направление преобразования электрической энергии может быть изменено на обратное. Однако выпускаемые электропромышленностью машины обычно предназначаются для предпочтительной работы в каком-то одном режиме. Это позволяет лучше приспособить машину к требованиям эксплуатации, не делая ее чрезмерно тяжелой и дорогой.

Электрические машины выпускают на стандартные напряжения, согласованные со стандартными напряжениями электрических сетей. Стандартные напряжения генераторов примерно на 5 – 10 % выше, чем двигателей; например, если стандартное напряжение двигателя 220 В, то стандартное напряжение генератора – 230 В и т. п. Разница в стандартных напряжениях двигателей и генераторов обусловлена потерями напряжения в электрических сетях, к которым подключены генераторы и двигатели. В трансформаторах стандартные напряжения на первичных обмотках принимаются равными «двигательным», а на вторичных обмотках – «генераторным».

Машины переменного тока предназначены, как правило, для работы с синусоидальным напряжением, симметричным по фазам. Неизбежные отклонения от этих условий регламентируются ГОСТами. Так, например, длительные отклонения по значению напряжения в сети, питающей силовое оборудование, не должны превышать – 5 % и + 10 %; коэффициент искажения синусоидальной кривой должен быть не более 5 % и т. п. Машины, работающие совместно с вентильными преобразователями, обычно имеют несинусоидальные напряжение и ток, что вызывает в них дополнительные потери энергии и повышает температуру обмоток и магнитопровода машины. Режимы работы таких машин регламентируются специальными техническими условиями.

§ 1.3. ТРЕБОВАНИЯ, ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К ЭЛЕКТРИЧЕСКИМ МАШИНАМ

Общие технические требования. Электрические машины должны иметь высокую надежность работы, хорошие энергетические показатели (КПД и коэффициент мощности), по возможности минимальные габаритно-установочные размеры, массу и стоимость: они должны быть простыми по конструкции, несложными в изготовлении и удобными в обслуживании и эксплуатации. Общие технические требования для машин общепромышленного применения сформулированы в специальном ГОСТе, а для машин специального исполнения – в соответствующих ГОСТах, учитывающих специфические условия работы этих машин.

Каждая электрическая машина рассчитана на работу при вполне определенных условиях эксплуатации: режиме нагрузки, допускаемых перегрузках, напряжении, частоте переменного тока, частоте вращения, температуре охлаждающей среды, высоте над уровнем моря, влажности и др. При этом машина должна развивать номинальную мощность и работать без аварий и повреждений в течение установленного времени (обычно в течение времени между периодическими ремонтами).

Надежность работы машины обеспечивается путем закладки достаточных запасов при проектировании, применения высококачественной технологии изготовления и правильной эксплуатации (работы машины в режимах, для которых она спроектирована, и своевременного выполнения профилактических ремонтов).

При проектировании должны быть обеспечены:

1) механическая прочность всех элементов машины (вала, станины, ротора, статора, деталей крепления обмоток и пр.). В частности, машины должны без повреждений и деформаций выдерживать кратковременные перегрузки по току и кратковременные превышения номинальной частоты вращения;

2) электрическая прочность изоляции обмоток, которая не должна терять своих качеств при длительной эксплуатации машины. Изоляция обмоток относительно корпуса, изоляция между обмотками и изоляция между витками обмоток должна выдерживать повышенное по сравнению с номинальным испытательное напряжение. Сопротивление изоляции всех обмоток должно соответствовать значениям, указанным в ГОСТе;

3) достаточное охлаждение элементов машины, в которых при работе выделяется теплота (магнитопровода, скользящих контактов, обмоток, подшипников). Наиболее чувствительными

к нагреванию являются электроизоляционные материалы обмоток, от качества которых зависит допустимый уровень нагрева электрической машины. Максимальные температуры всех частей машины не должны превышать значений, указанных в ГОСТах;

4) выбор электромагнитных нагрузок (плотности тока в обмотках и индукции в элементах магнитопровода), при которых выделяемая в обмотках и магнитопроводе теплота успевает отводиться из машины системой ее охлаждения и не вызывает недопустимого нагрева машины;

5) применение в машинах постоянного тока ряда конструктивных мер (введение добавочных полюсов и компенсационной обмотки, выбор соответствующих марок щеток), которые предотвращают недопустимое искрение на коллекторе при номинальной нагрузке.

В основном электрические машины работают в качестве преобразователей энергии (двигатели, генераторы, трансформаторы, электромашинные преобразователи). Поэтому для уменьшения эксплуатационных расходов важное значение имеют энергетические показатели машин: КПД и коэффициент мощности. При проектировании электрической машины путем оптимального выбора ее основных параметров и электромагнитных нагрузок стремятся получить наивыгоднейшие значения КПД и коэффициента мощности при номинальной нагрузке. Однако эти значения связаны определенным образом с номинальной мощностью машины, поэтому чем меньше номинальная мощность электрической машины, тем меньше ее КПД и коэффициент мощности.

Требования, предъявляемые к электрическим микромашинам автоматических устройств. Электрические микромашины кроме общих технических требований должны также обеспечивать:

1) высокую точность преобразования входного сигнала в выходной, например частоту вращения в выходное напряжение в тахогенераторах или управляющее напряжение в частоту вращения в исполнительных двигателях;

2) стабильность выходных характеристик при изменении условий эксплуатации, например температуры окружающей среды;

3) линейность характеристик при изменении управляющего сигнала и нагрузки;

4) высокое быстродействие;

5) широкий диапазон регулирования.

Для выполнения этих требований при создании электрической микромашины в ряде случаев отступают от принци-

пов оптимального проектирования, принятых для машин средней и большой мощности. Так, например, для уменьшения погрешностей в информационных электрических микромашинах выбирают относительно небольшие электромагнитные нагрузки и увеличивают воздушный зазор между статором и ротором. В исполнительных двигателях и других микромашинах, выполняющих силовые функции, для увеличения развиваемого машиной момента электромагнитные нагрузки выбирают максимально возможными по условиям отвода теплоты от машины. Все это приводит к ухудшению энергетических показателей – КПД и коэффициента мощности, которые весьма важны для электрических машин средней и большой мощности, однако в микромашинах показатели, характеризующие точность, быстродействие, диапазон регулирования, могут иметь преобладающее значение.

Кроме перечисленных требований к отдельным видам микромашин предъявляют специфические требования, обусловленные особенностями их эксплуатации. Так, микромашины, применяемые в звукозаписывающей и звуковоспроизводящей аппаратуре, должны иметь низкий уровень создаваемых шумов; микромашины, используемые в радиоаппаратуре, не должны создавать значительных радиопомех; при установке их, например, в ядерных реакторах и космических аппаратах должна быть обеспечена радиационная устойчивость. Все это также накладывает определенные ограничения на конструкции соответствующих микромашин и приводит к увеличению их массы, габаритных размеров и ухудшению энергетических показателей.

§ 1.4. ОСОБЕННОСТИ КОНСТРУКЦИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН, ОПРЕДЕЛЯЕМЫЕ УСЛОВИЯМИ ИХ ЭКСПЛУАТАЦИИ

Защита от внешних воздействий. Конструктивное выполнение электрической машины во многом определяют требования, предъявляемые к защите ее от внешних воздействий. В зависимости от этого ГОСТ устанавливает буквенно-цифровое обозначение исполнений электрических машин, состоящее из двух букв IP (International Protection) и двух цифр. Первая цифра (от 0 до 6) характеризует степень защиты обслуживающего персонала от соприкосновения с токоведущими и вращающимися частями машины и от попадания внутрь ее твердых посторонних предметов. Вторая цифра (от 0 до 8) характеризует степень защиты машины от проникновения в нее влаги.

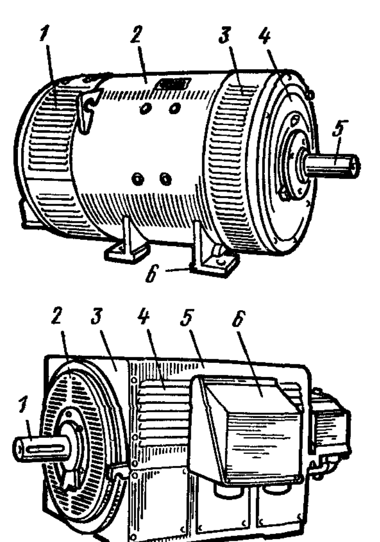


Рис. 1.1. Двигатель постоянного тока защищенного исполнения (степень защиты IP22):

1, 3 — вентиляционные окна для входа и выхода охлаждающего воздуха; *2* — станина; *4* — подшипниковый щит; *5* — вал; *6* — лапы

Рис. 1.2. Асинхронный двигатель каплезащищенного исполнения (степень защиты IP23):

1 — вал; *2, 4* — вентиляционные окна для входа и выхода охлаждающего воздуха; *3* — подшипниковый щит; *5* — станина; *6* — коробка с выводами

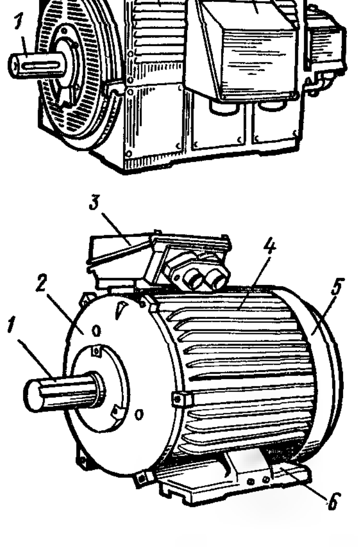


Рис. 1.3. Асинхронный двигатель закрытого исполнения (степень защиты IP44):

1 — вал; *2, 5* — подшипниковые щиты; *3* — коробка с выводами; *4* — охлаждающие ребра станины; *6* — лапы

Различают следующие виды исполнения электрических машин: открытое, защищенное, каплезащищенное, брызгозащищенное, водозащищенное, пылезащищенное, закрытое, герметичное, взрывозащищенное.

Открытое (IP00) — машина не имеет специальных приспособлений, предохраняющих от попадания внутрь посторонних предметов и случайного соприкосновения обслуживающего персонала с токопроводящими и вращающимися частями; машины открытого исполнения встречаются редко и лишь в устаревших конструкциях.

Защищенное (IP21—IP22 и др.) — машины имеют специальные приспособления, выполненные, например, в виде соответствующих крышек, кожухов, сеток (рис. 1.1). При этом между

крышками и щитами или станиной машины оставляют щели, необходимые для циркуляции воздуха, охлаждающего машину. Такие машины могут устанавливаться только в закрытых помещениях, так как они не имеют приспособлений, защищающих от дождя.

Брызгозащищенное и каплезащищенное (IP23–IP24 и др.) – машины снабжены приспособлениями, защищающими их от проникновения к токоведущим и вращающимся частям капель воды или водяных брызг (рис. 1.2). В этих машинах все отверстия, расположенные в верхней части корпуса и подшипниковых щитов, закрывают глухими крышками; отверстия, расположенные сбоку, обычно защищают кожухами, крышками и жалюзи, а расположенные снизу – сетками. Такие машины могут устанавливаться на открытом воздухе.

Водозащищенное (IP55–IP56) – машины недоступны проникновению внутрь струй воды любого направления (также снизу). В них предусмотрены усиленные уплотнения резиновыми прокладками и сальниками. Случайно попавшая в машину вода вытекает из нее или удаляется охлаждающим воздухом. Подобные машины применяют главным образом на судовых установках.

Пылезащищенное (IP65–IP66) – машины защищены от попадания внутрь пыли в опасных для нормальной работы количествах.

Закрытое (IP44–IP54) – внутреннее пространство машины изолировано от внешней среды (рис. 1.3). Такие машины применяют для работы в пыльных помещениях, на движущихся транспортных средствах (автомобилях, железнодорожных вагонах, локомотивах), в авиации и пр. К закрытому исполнению относят также машины с охлаждением по замкнутому циклу (воздухом, водородом и др.).

Герметичное (IP67–IP68) – машины выполняют с особо плотной изоляцией от окружающей среды, предотвращающей сообщение ее с внутренним пространством при определенной разности давлений снаружи и внутри машины. Такие машины могут работать под водой (водонепроницаемые машины), в наполненных газом камерах (газонепроницаемые) и в других подобных средах.

Имеются также исполнения машин, предназначенных для работы в особых условиях:

Взрывозащищенное (*взрывобезопасное*) – машины могут работать во взрыво- и пожароопасной среде, так как изоляция их токоведущих и вращающихся частей от внешней среды исключает возникновение взрыва и воспламенения газов в окружающем пространстве при искрении и других ненормальных

явлениях. При взрыве внутри машины накопившихся газов возникающее пламя не может проникнуть в окружающую среду.

Влагостойкое – для работы в условиях большой влажности.

Морозостойкое – для работы при особо низких температурах и при возможном образовании инея.

Химостойкое – для работы в условиях наличия паров агрессивных химических веществ и при воздействии химических реагентов.

Тропикостойкое – для работы в тропических условиях при возможном образовании плесневых грибов.

Климатические условия и условия размещения. При эксплуатации электрических машин в нормальных климатических условиях температура окружающей среды составляет (25 ± 10) °С, относительная влажность воздуха 35 – 80% и атмосферное давление 84 – 106 кПа. В зависимости от макроклиматических условий ГОСТ предусматривает различные их климатические исполнения, которым присваиваются определенные обозначения. Электрические двигатели, предназначенные для эксплуатации на суше, реках и озерах в макроклиматических районах с умеренным климатом, имеют обозначение – У; с холодным – ХЛ; с влажным тропическим – ТВ; с сухим тропическим – ТС; с сухим и с влажным тропическим – Т; для всех макроклиматических районов на суше (общеклиматическое исполнение) – О. Двигатели, предназначенные для установки на морских судах в макроклиматических районах с умеренно-холодным морским климатом, имеют обозначение М, с тропическим морским – ТМ; для неограниченного района плавания – ОМ; двигатели, предназначенные для всех макроклиматических районов на суше и на море, – В.

В зависимости от условий размещения ГОСТ предусматривает различные исполнения электрических двигателей, которым также присваиваются определенные обозначения. Двигатели, которые могут эксплуатироваться на открытом воздухе, имеют обозначение 1; в закрытом помещении, где температура и влажность воздуха несущественно отличаются от наружного воздуха, – 2; в закрытых помещениях, в которых колебания температуры и влажности, а также воздействие песка и пыли на машину существенно меньше, чем на открытом воздухе, – 3; в помещениях с искусственно регулируемыми климатическими условиями (например, в закрытых отапливаемых помещениях) – 4; в помещениях с повышенной влажностью (например, в неотапливаемых и невентилируемых подземных помещениях) – 5. Например, двигатели, которые могут работать в районах с холодным климатом при установке на открытом воздухе,

имеют обозначение ХЛ1; в районах с умеренным климатом в закрытых помещениях – У3 или У4.

В зависимости от климатического исполнения машины и условий ее размещения соответственно изменяют конструкцию ее корпуса, применяют различные уплотнения, усиливают изоляцию обмоток и осуществляют другие конструктивные меры, обеспечивающие нормальную эксплуатацию машины в течение установленного срока.

Способ охлаждения. Для предотвращения чрезмерного нагрева частей машины (теплота, выделяющаяся в ней, зависит от значения потерь мощности) применяют различные способы охлаждения электрических машин. Способ охлаждения зависит от вида исполнения машины и ее мощности. При повышении мощности электрической машины требуется увеличивать интенсивность ее охлаждения.

Электрические микромашины обычно не имеют искусственного охлаждения. Отвод теплоты от нагретых частей (обмоток, ротора, статора, коллектора) осуществляется у них за счет естественной теплоотдачи окружающей среде (машины с естественным охлаждением).

Вращающиеся электрические машины малой, средней и большой мощности выполняют с искусственным охлаждением. В этих машинах с помощью специальных приспособлений достигается увеличение скорости движения охлаждающей среды. Для большинства электрических машин охлаждающей средой служит воздух, но иногда для этой цели применяют водород. Такие машины называют *вентилируемыми.* Вентилируемые машины, у которых охлаждающий воздух или иной газ проходит через внутреннее пространство машины, называют *продуваемыми*; если же они обдувают только наружную поверхность машины – *обдуваемыми.*

Обозначение способов охлаждения состоит из букв IC (International Cooling) и двух цифр: первая (от 0 до 6) условно обозначает устройство цепи для циркуляции хладоагента, вторая (от 0 до 7) – способ его перемещения.

Вращающиеся электрические машины малой и средней мощности обычно выполняют с самовентиляцией. В этом случае охлаждение нагретых частей осуществляется вентилятором, который насаживают на вал ротора. В некоторых машинах вентиляторами являются вентиляционные лопасти или другие приспособления, пристраиваемые к торцовой части сердечника ротора.

Машины закрытого исполнения обычно выполняют обдуваемыми (рис. 1.4, *а*). В таких машинах вентилятор обдувает внешнюю поверхность корпуса, способствуя более интенсивному

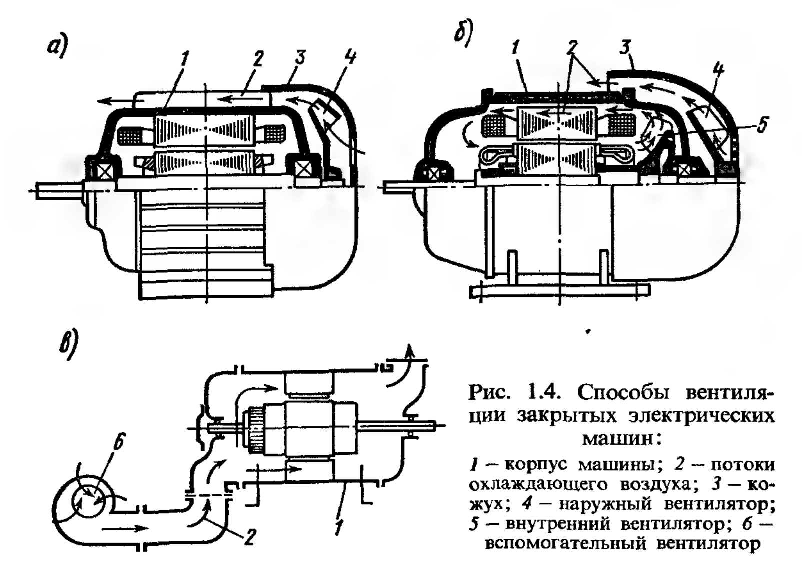


Рис. 1.4. Способы вентиляции закрытых электрических машин:

1 – корпус машины; *2* – потоки охлаждающего воздуха; *3* – кожух; *4* – наружный вентилятор; *5* – внутренний вентилятор; *6* – вспомогательный вентилятор

отводу от него теплоты (IC01). Для увеличения поверхности охлаждения станины закрытых машин обычно снабжают наружными охлаждающими ребрами. Иногда на валу ротора устанавливают также внутренний вентилятор (рис. 1.4, *б*), обеспечивающий дополнительную циркуляцию воздуха внутри машины и усиление интенсивности теплообмена между ее закрытыми частями и станиной. В закрытых машинах большой мощности часто применяют независимую вентиляцию, при которой охлаждающий воздух прогоняется через машину вспомогательным вентилятором (рис. 1.4, *в*), приводимым во вращение отдельным электродвигателем (IC17). В электрических машинах, применяемых в авиации, вместо вентилятора для продува охлаждающего воздуха через машину используется аэродинамический напор, возникающий при движении самолета.

В машинах открытого, защищенного, а также брызго-, капле- и водозащищенного исполнений охлаждающий воздух обычно прогоняется вентилятором вокруг обмоток и по вентиляционным каналам, имеющимся в статоре, роторе и коллекторе.

Система вентиляции может быть осевой и радиальной. В случае осевой системы (рис. 1.5, *а*) охлаждающий воздух проходит через машину в направлении оси вала, в случае радиальной (рис. 1.5, *б*) – в радиальном направлении. В зависимости от места установки вентилятора осевая система вентиляции может быть вытяжной или нагнетательной. При вытяжной системе (рис. 1.6, *а*) вентилятор устанавливают в месте выхода

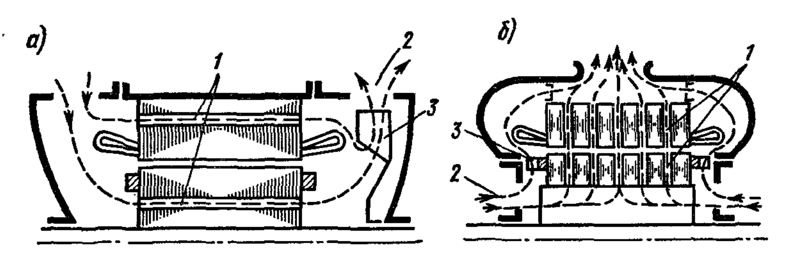


Рис. 1.5. Осевая и радиальная системы вентиляции открытых и защищенных электрических машин:

1 — вентиляционные каналы; 2 — потоки охлаждающего воздуха; 3 — вентилятор

воздушного потока из машины; при нагнетательной (рис. 1.6, *б*) — в месте входа его в машину. В некоторых случаях применяют комбинированную радиально-осевую систему вентиляции.

В качестве охлаждающего агента в машинах большой мощности иногда применяют водород. Использование водорода позволяет уменьшить потери мощности, вызываемые трением между частями машины и потоком охлаждающего газа, и улучшить отвод теплоты, так как водород имеет меньшую плотность и большую теплопроводность, чем воздух. В машинах, в которых требуется обеспечить высокую интенсивность охлаждения, применяют жидкостное охлаждение, используя для этой цели трансформаторное масло, дистиллированную воду, керосин и т. п.

В машинах с жидкостным охлаждением охлаждающую жидкость (трансформаторное масло, дистиллированную воду) обычно пропускают непосредственно через полые проводники, обмотки ротора и статора или по специально охлаждающим каналам, выполненным в виде встроенных в обмотку тонкостенных коробок из немагнитного материала. Если охлаждение осуществляют за счет испарения жидкости, то систему охлаждения называют *испарительной*. В одной машине могут быть

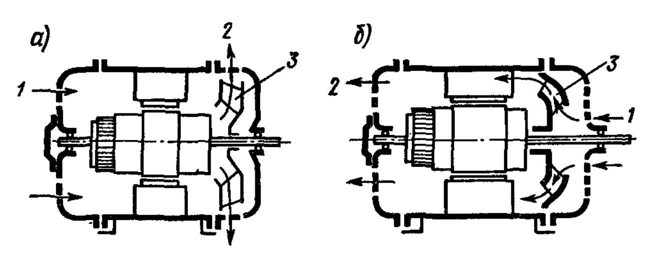


Рис. 1.6. Вытяжная и нагнетательная системы вентиляции:

1 — входящий воздух; *2* — выходящий воздух; *3* — вентилятор

применены одновременно несколько охлаждающих агентов, например водородное охлаждение ротора и водяное охлаждение статора.

Электрические машины большой мощности обычно имеют замкнутую систему вентиляции с охлаждением нагретого воздуха, водорода, воды или масла в специальных теплообменниках (охладителях), охлаждаемых водой или воздухом. Иногда охладитель встраивают непосредственно в машину.

В трансформаторах требуемая интенсивность охлаждения также зависит от мощности. Трансформаторы малой мощности выполняют с естественным воздушным охлаждением; их называют *сухими трансформаторами.* Трансформаторы средней и большой мощности имеют обычно жидкостное охлаждение, при котором сердечник и обмотки помещают в бак, заполненный трансформаторным маслом или негорючим жидким диэлектриком. Более подробно способы охлаждения трансформаторов и мощных синхронных генераторов рассмотрены в § 2.3 и 6.3.

Установка и крепление. Для установки и крепления машины в ее конструкции предусматривают лапы на станине (рис. 1.7, *а*) и фланцы на подшипниковом щите или на станине (рис. 1.7, *б*).

В зависимости от способа установки и крепления, направления оси вала и конструкции подшипниковых узлов, электрические машины, согласно стандарту СЭВ, разделяют на девять конструктивных групп. Каждая из них подразделяется на виды, состоящие из нескольких форм исполнения. Всем им присвоены соответствующие обозначения, которые содержат буквы IM (International Mountning) и четыре цифры: первая определяет

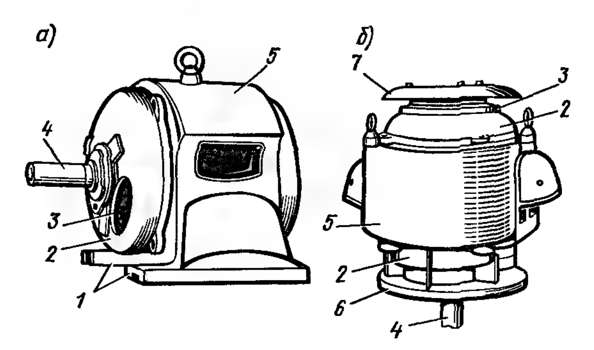


Рис. 1.7. Общий вид электрических машин:

а — с креплением с помощью лап; *б* — с фланцевым креплением и вертикальным расположением вала; *1* — лапы для крепления; *2* — подшипниковый щит; *3* — вентиляционные окна для входа охлаждающего воздуха; *4* — вал; *5* — станина; *6* — фланец; *7* — крышка

конструктивную группу, вторая и третья – способ монтажа, четвертая (от 0 до 8) – форму конца вала. Имеются следующие конструктивные группы: IM1 – машина на лапах с подшипниковыми щитами; IM2 – на лапах с подшипниковыми щитами и фланцем на одном щите; IM3 – без лап с подшипниковыми щитами и фланцем на одном щите; IM4 – без лап с подшипниковыми щитами и фланцем на станине; IM5 – без подшипников; IM6 – с подшипниковыми щитами и стояковыми подшипниками; IM7 – со стояковыми подшипниками (без щитов); IM8 – с вертикальным валом (не охватываемые группами IM1–IM4); IM9 – специальное исполнение. В табл. 1.1 приведены некоторые примеры конструктивных форм исполнения электрических машин.

Концы валов электрических машин имеют стандартные размеры. Стандарты устанавливают строго фиксированные высоты осей вращения электрических машин, а также конструкции и размеры мест крепления.

Виброакустические условия. При проектировании и изготовлении электрических машин во многих случаях применяют специальные конструктивные меры для уменьшения шума.

В электрических машинах шумы возникают по механическим, вентиляционным и магнитным причинам.

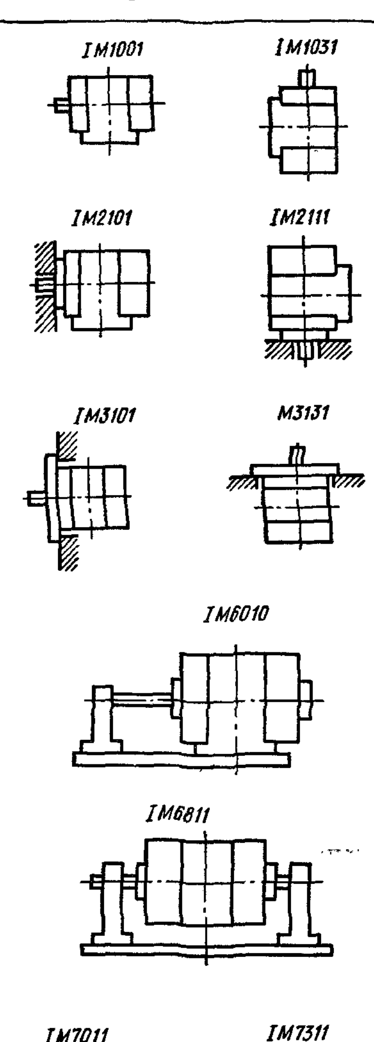
Механические шумы возникают из-за вибрации отдельных частей машины вследствие неточной балансировки ротора, трения щеток о коллектор, трения в подшипниках и др. Для снижения механического шума осуществляют точную динамическую балансировку ротора, увеличивают жесткость вала, применяют высококачественные подшипники, тщательно притирают щетки, повышают жесткость щеткодержателей и выполняют коллектор со строго цилиндрической и гладкой поверхностями.

Вентиляционные шумы обусловлены колебаниями давления воздушного потока, охлаждающего машину, и вихрями на отдельных участках системы охлаждения. Снижение вентиляционного шума достигается рациональной конструкцией вентилятора и всей системы охлаждения, повышением жесткости вентилятора, тщательной его балансировкой и установлением достаточно большого зазора между вентилятором и подшипниковым щитом.

Магнитные шумы появляются из-за вибрации отдельных частей магнитной системы электрической машины под действием переменных электромагнитных сил, возникающих в результате изменения магнитной проводимости воздушного зазора при вращении зубчатого якоря, явления магнитострикции, а в машинах переменного тока и трансформаторах – вследствие

Таблица 1.1

Вид машины	Формы исполнения
На лапах с подшипниковыми щитами (группа IM1)	
На лапах с двумя подшипниковыми щитами с фланцем на подшипниковом щите (группа IM2)	
Без лап с подшипниковыми щитами с фланцем на одном подшипниковом щите (группа IM3)	
На лапах с подшипниковыми щитами и стояковыми подшипниками (группа IM6)	
На лапах со стояковыми подшипниками (без подшипниковых щитов) (группа IM7)	



периодического перемагничивания магнитопровода. Уменьшение шума достигается рациональным выбором числа зубцов ротора и статора, созданием эксцентрического воздушного зазора (в машинах постоянного тока), скосом зубцов ротора, применением полузакрытых пазов и др.

Допускаемые уровни шума электрических машин строго нормированы. Для оценки шума принят средний (для нескольких точек) уровень звука *A*, измеренный на расстоянии $d = 1$ м от контура машины (обозначается L_{d_1A}), а для некоторых машин специального исполнения – также и средний уровень звука *A*, измеренный на опорном радиусе 3 м (обозначается L_{A3}). Уровень звука (дБ) определяется отношением

$$A = 20\lg(p/p_0),$$

где p – звуковое давление в данной точке. Па, $p_0 = 2 \cdot 10^{-5}$ Па – звуковое давление, соответствующее порогу слышимости.

В зависимости от требований, предъявляемых к уровню шума, электрические машины подразделяют на следующие классы: 0; 1; 2; 3; 4. Так, например, для машин класса 1 уровень звука L_{d_1A} в режиме холостого хода не должен превышать 64 – 109 дБ, а уровень звука L_{A3} – не должен превышать 55 – 104 дБ.

К классу 0 относят машины, работающие в кратковременном и повторно-кратковременном режимах, с принудительной вентиляцией от постороннего вентилятора, облегченной массы, многополюсные с числом полюсов более 12, некоторые типы однофазных и индукторных генераторов, сварочные генераторы и преобразователи, многоскоростные асинхронные двигатели, двигатели с повышенным пусковым моментом и повышенным скольжением и пр.; к классу 1 – машины постоянного тока, асинхронные, синхронные и коллекторные машины нормального исполнения; к классу 2 – машины с малошумными подшипниками, со специальными малошумными вентиляторами и т. п.; к классу 3 – машины с пониженным использованием активных материалов, закрытые, с глушителями вентиляционного шума; к классу 4 – машины с звукоизолирующим кожухом или другими специальными конструктивными узлами, обеспечивающими снижение шума.

Снижение радиопомех. Коллекторные машины постоянного и переменного тока являются интенсивными источниками радиопомех. Возникающее в этих машинах искрение под щетками создает импульсные колебания тока и напряжения, имеющие непрерывный частотный спектр. В результате этого образуются помехи радиоприему в виде резкого треска или непрерывного шума во всем диапазоне частот, принятых для радиосвязи.

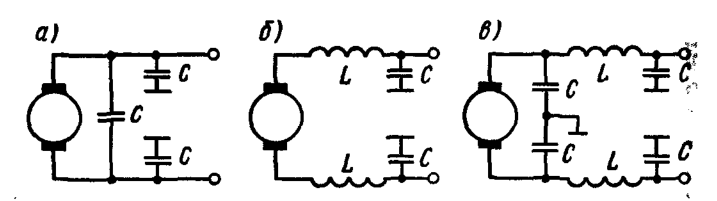


Рис. 1.8. Схемы помехоподавляющих фильтров

Уровень помех, распространяемых по проводам и кабелям, присоединенным к электрической машине, определяют по измеренному на зажимах машины напряжению (в микровольтах). Уровень помех, излучаемых машиной в окружающее пространство, определяют по максимальному напряжению (в микровольтах), которое измеряют на однометровой штыревой антенне, установленной на определенном расстоянии от машины; эту величину называют *уровнем поля*. Уменьшения радиопомех достигают путем снижения степени искрения, экранирования самой машины и подводимых к ней проводов и применения помехоподавляющих фильтров, препятствующих распространению высокочастотных колебаний по проводам сети, к которой присоединена машина. Наиболее простыми помехоподавляющими фильтрами являются емкостные, представляющие собой конденсаторы *С*, включаемые между токопроводящими зажимами, а также между этими зажимами и корпусом машины (рис. 1.8, *а*). Наиболее эффективными являются проходные конденсаторы, у которых один выводной конец присоединяют к корпусу, а другой проходит внутри конденсатора и является токоведущим проводником, присоединяемым к выходному зажиму машины. В ряде случаев применяют более сложные фильтры – Г-образный (рис. 1.8, *б*) и П-образный (рис. 1.8, *в*), состоящие из индуктивности *L* и емкости *С*. Такие фильтры пропускают во внешнюю цепь только постоянную составляющую тока и сильно ослабляют гармонические составляющие, создающие радиопомехи. Емкость помехоподавляющего конденсатора обычно подбирают опытным путем; она составляет 0,1 – 1 мкФ, а индуктивность дросселя фильтра – 50 – 500 мкГн.

§ 1.5. ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ МАТЕРИАЛЫ, ПРИМЕНЯЕМЫЕ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИНАХ

Эксплуатационные свойства и надежность электрической машины во многом определяются технологией изготовления и качеством применяемых материалов. В электромашино-

строении применяют различные магнитные, проводниковые и изоляционные материалы.

Магнитные материалы. Магнитопроводы электрических машин изготовляют из листовой электротехнической стали, стального литья и листовой углеродистой стали.

В зависимости от структурного состояния и способа прокатки электротехнические стали делят на горячекатаные и холоднокатаные. Горячекатаная сталь имеет поликристаллическую структуру, в которой кристаллы, имеющие форму куба, расположены хаотично, что приводит к практической изотропности свойств стали. Холоднокатаная сталь в результате холодной прокатки и отжига получает специальную структуру, при которой кристаллы ориентированы в определенном направлении.

Различают сталь с ребровой структурой, когда кристаллы ориентированы вдоль направления проката ребром куба, и сталь с кубической структурой – при ориентации кристаллов стороной куба. Сталь с ребровой структурой обладает ярко выраженной магнитной анизотропией. При этом вдоль направления прокатки обеспечивается наименьшее магнитное сопротивление, а в поперечном направлении или под углом к направлению прокатки – наибольшее. Поэтому при изготовлении магнитопроводов из такой стали необходимо, чтобы направление магнитного потока на всем его пути совпадало с направлением прокатки. Сталь с кубической структурой изотропна, т. е. имеет одинаково высокие магнитные свойства как вдоль, так и поперек прокатки.

Электротехническую сталь изготовляют различной толщины и выпускают в листах и рулонах. При частоте 50 Гц применяют сталь толщиной 0,28; 0,30; 0,35 и 0,5 мм; при частоте 400 Гц – 0,1 и 0,2 мм. Для трансформаторов, работающих на частотах свыше 2,5 кГц, используют сталь толщиной до 0,05 мм.

Главной легирующей присадкой электротехнической стали является кремний, наличие которого уменьшает магнитные потери в стали. Содержание кремния в стали составляет 0,4 – 4,8 % и чем оно выше, тем ниже потери. Однако добавка кремния повышает твердость и хрупкость стали, что затрудняет ее обработку. Поэтому высоколегированную сталь (с содержанием кремния 2,8 – 3,8 % и выше) применяют при изготовлении трансформаторов и крупных вращающихся машин. Для изготовления магнитопроводов малых машин, у которых в роторе и на статоре должны быть выштампованы пазы сравнительно сложной конфигурации, применяют сталь с содержанием кремния 0,4 – 1,9 %.

Электротехническую сталь поставляют на электромашино-

строительные заводы в виде листов, рулонов или резаной ленты, в основном в термически обработанном состоянии с электроизоляционным нагревостойким или ненагревостойким покрытием, а также без покрытия. В качестве изоляции используется слой оксидной пленки толщиной 3–5 мкм или лаковой пленки толщиной 15–20 мкм.

Различные марки электротехнической стали обозначают четырехзначными числами (например, 1211; 2013; 2212; 3413; 3416 и т. п.). Первая цифра означает принадлежность стали к тому или иному классу (1 – горячекатаная изотропная; 2 – холоднокатаная изотропная; 3 – холоднокатаная анизотропная с ребровой структурой). Вторая цифра означает содержание кремния (от 0,4 до 4,8 %); третья цифра – группа по основной нормируемой характеристике (удельным магнитным потерям при определенной индукции и частоте перемагничивания); четвертая цифра – порядковый номер типа стали.

Для изготовления магнитопроводов современных асинхронных двигателей с высотой оси вращения до 180 мм используют сталь марки 2013, при больших высотах вращения – марок 2212, 2312 и 2421. Статоры синхронных машин изготовляют из сталей тех же марок. Сталь 2013 обладает высокой магнитной проницаемостью и сравнительно низкими потерями на перемагничивание. После штамповки листы подвергают рекристаллизационному отжигу (для устранения ухудшения магнитных свойств стали в результате образования наклепа при технологических операциях) и оксидации для создания изоляционного слоя. Стали марок 2212, 2321 и 2411 имеют электроизоляционное покрытие и не требуют отжига. Применение этих сталей, имеющих низкие потери, повышает КПД и, кроме того, упрощает технологию изготовления, так как не требуется отжиг листов большого размера.

В машинах постоянного тока для сердечников якорей машин с высотой оси вращения до 200 мм применяют сталь марок 2013. Для снятия наклепа после штамповки сталь отжигают, а затем изолируют. При больших высотах вращения используют стали марок 2112, 2212, 2312, 2411.

При изготовлении магнитопроводов трансформаторов используют холоднокатаные анизотропные стали марок 3412–3413 с изоляционным покрытием; после штамповки сталь отжигают. Применение холоднокатаной анизотропной стали усложняет конструкцию и технологию изготовления магнитопроводов, так как при этом требуется исключить прохождение магнитного потока поперек прокатки или, по крайней мере, уменьшить длину участков, где это необходимо. По тем же причинам во вращающихся электрических машинах из-за более

сложной конфигурации их магнитопроводов такая сталь находит ограниченное применение – только в очень крупных машинах для изготовления сегментов, из которых собирают сердечники статора и ротора (стали марок 3411 – 3413).

Полюсы машин постоянного тока и синхронных машин собирают из листов низкоуглеродистой конструкционной стали толщиной 1 – 2 мм или электротехнической стали 3411. Корпуса машин постоянного тока изготовляют путем сварки из листовой низколегированной магнитно-мягкой стали или стального литья, так как они являются частью магнитопровода. Стальное литье применяют также для изготовления станин и роторов синхронных машин. Валы машин выполняют из высокопрочных конструкционных сталей с добавкой хрома, никеля и т. п. Особенно сложно изготовить роторы турбогенераторов, в которых сталь одновременно должна обладать и высокой прочностью, и хорошей магнитной проницаемостью.

Проводниковые материалы. В электромашиностроении применяют медь и алюминий. Медь значительно дороже алюминия, однако ее используют для изготовления обмоток чаще, чем алюминий, так как она обладает более высокой электропроводностью (примерно в 1,6 раза), что позволяет сократить габариты машин. Для изготовления круглых и прямоугольных проводов обмоток электрических машин и трансформаторов применяют проводниковую медь высокой чистоты, получаемую в электролитических ваннах; она отличается весьма низким содержанием посторонних примесей (содержание меди 99,95 %).

Алюминиевые провода также применяют для изготовления обмоток вращающихся электрических машин, но только в том случае, когда эти обмотки имеют сравнительно малую тепловую нагрузку. Используют алюминий и для изготовления обмоток трансформаторов, где увеличение размера обмоток меньше влияет на увеличение габаритов и массы, чем во вращающихся электрических машинах.

В качестве токопроводящего материала контактных колец и коллектора кроме меди применяют бронзу и даже сталь (для контактных колец), так как для этих деталей важна не только электропроводность, но и высокая механическая прочность.

Изоляционные материалы. Основные требования, предъявляемые к изоляции, – нагревостойкость, высокая электрическая прочность, влагостойкость, хорошая теплопроводность, высокая механическая прочность и эластичность.

Нагревостойкость изоляции является основным требованием, определяющим надежность работы и срок службы электрической машины, который нормально составляет 15 – 20 лет. При нагреве изоляции возникают электрохимические и терми-

ческие процессы, приводящие к ее старению, т. е. к потере изолирующих свойств и механической прочности.

Электроизоляционные материалы, применяемые в электромашиностроении, в зависимости от нагревостойкости подразделяют на семь классов: Y, A, E, B, F, H, C, характеристики которых приведены в табл. 1.2.

К классу Y относят текстильные и бумажные материалы, изготовленные из хлопка, натурального шелка, целлюлозы и полиамидов (ленты, бумага, картон, фибра), древесину и пластмассы с органическими наполнителями.

В класс A входят материалы класса Y, пропитанные изоляционным составом или погруженные в жидкие диэлектрики (натуральные смолы, масляные, асфальтовые, эфироцеллюлозные лаки, трансформаторное масло, термопластичные компаунды); лакоткани, изоляционные ленты, лакобумаги, электрокартон, гетинакс, текстолит, пропитанное дерево, древесные слоистые пластики, некоторые синтетические пленки, изоляция проводов типа ПБД, ПЭВЛО, ПЭЛШО и другие из хлопчатобумажной ткани, шелка и лавсана, эмалевая изоляция проводов типа ПЭЛ, ПЭМ, ПЭЛР и ПЭВД и др.

Класс E составляют синтетические пленки и волокна, некоторые лакоткани на основе синтетических лаков, термореактивные синтетические смолы и компаунды (эпоксидные, полиэфирные, полиуретановые), изоляция проводов типа ПЛД, ПЭПЛО из лавсана, эмалевая изоляция проводов типа ПЭВТЛ, ПЭВТЛК и другие на основе полиуретановых и полиамидных смол.

В класс B включают материалы на основе слюды (миканиты, микаленты, слюдиниты, слюдопласты), стекловолокна (стеклоткани, стеклолакоткани) асбестовых волокон (пряжа, бумага, ткани) с бумажной, тканевой или органической подложкой; пленкостеклопласт «Изофлекс»; пластмассы с неорганическим наполнителем; слоистые пластики на основе стекловолокнистых и асбестовых материалов; термореактивные синтетические компаунды; эмалевая изоляция проводов типа ПЭТВ, ПЭТВД и другие на основе полиэфирных лаков и термопластических

Таблица 1.2

Класс изоляции	Y	A	E	B	F	H	C
Предельная допустимая температура при длительной работе, °С	80	105	120	130	155	180	Более 180

смол. Пропитывающими составами служат битумно-маслянo-смоляные лаки на основе природных и синтетических смол.

Класс F содержит материалы, указанные в классе B, – из слюды, стекловолокна, асбеста, но без подложки или с неорганической подложкой; пленкостеклопласт «Имидофлекс», стекловолокнистую и асбестовую изоляцию проводов типа ПСД, ПСДТ, а также эмалевую изоляцию проводов типа ПЭТ-155, ПЭТП-155, ПЭД на основе капрона. Пропитывающими составами служат термостойкие синтетические лаки и смолы.

Класс H – это указанные в классе B материалы из слюды, стекловолокна и асбеста без подложки или с неорганической подложкой, кремнийорганические эластомеры, стекловолокнистая и асбестовая изоляция проводов типа ПСДК, ПСДКТ, эмалевая изоляция проводов типа ПЭТ-200, ПЭТП-200 и другие на основе кремнийорганических лаков; пропитывающими составами служат кремнийорганические лаки и смолы.

Класс C – слюда, стекло, стекловолокнистые материалы, электротехническая керамика, кварц, шифер, асбестоцемент, материалы из слюды без подложки или со стекловолокнистой подложкой, полиимидные и полифторэтиленовые пленки. Связующим составом служат кремнийорганические и элементоорганические лаки и смолы.

В настоящее время электрические машины с изоляцией класса A практически не изготовляют, а с изоляцией класса E находят ограниченное применение – главным образом в машинах небольшой мощности. Применяют в основном изоляцию классов B и F, а в специальных машинах, работающих в тяжелых условиях (металлургия, горное оборудование, транспорт), – класса H. В результате использования более нагревостойких материалов, улучшения свойств электротехнических сталей и улучшения конструкций за последние 60 – 70 лет удалось уменьшить массу электрических машин в 2,5 – 3 раза.

Наибольшей нагревостойкостью обладают стекловолокнистые и слюдяные материалы, содержащие кремнийорганические связующие и пропитывающие составы, эмалевая изоляция проводов на основе кремнийорганических лаков и синтетические пленки типа «Изофлекс», «Имидофлекс» и др. Они отличаются также высокой электрической и механической прочностью и влагостойкостью.

В электрических машинах широко используют обмоточные провода с эмалевой, волокнистой и комбинированной изоляцией. Класс нагревостойкости такой изоляции зависит от химического состава эмалевого лака, рода волокнистого материала и подклеивающего состава. В машинах постоянного тока средней и большой мощности используют литую изоляцию типа

«монолит». Изоляция представляет собой сочетание стеклоткани и слюдинита с термореактивным компаундом, который вводят в обмотку и изоляцию под вакуумом с последующей опрессовкой. Подобного же рода изоляцию с термореактивным компаундом применяют и в машинах переменного тока. В настоящее время стоимость изоляции составляет 30–70% от стоимости всех материалов, идущих на изготовление электрической машины.

В трансформаторах с масляным охлаждением широко используют провода с изоляцией класса А; применение в них изоляционных материалов с большой нагревостойкостью нецелесообразно, так как допустимая температура обмоток определяется температурой трансформаторного масла (105 °С), относящегося к классу А. В трансформаторах с воздушным охлаждением широко используют обмоточные провода более высоких классов нагревостойкости В, F.

В электрических машинах различают межвитковую и корпусную изоляцию. *Межвитковая изоляция* (между витками обмотки) обеспечивается изоляцией самого проводника, наносимой на него в процессе изготовления на кабельных заводах или при изготовлении электрической машины. *Корпусная изоляция* отделяет проводники обмотки от корпуса электрической машины. Для нее используют различные прокладки, гильзы или ряд слоев изоляции, наносимой на соответствующую катушку до установки ее в машину.

Электрические щетки*. Электрический контакт со скользящими поверхностями (контактными кольцами и коллектором) осуществляется с помощью щеток, представляющих собой прямоугольные бруски сложного состава, выполненные на графитовой основе. Многочисленные типы щеток различают по твердости, коэффициенту трения и падению напряжения под щетками. Обычно щетки подбирают экспериментально. Основные правила, которыми руководствуются при выборе щеток, следующие:

1) для быстроходных машин постоянного тока применяют мягкие щетки со средним значением падения напряжения под ними (1,5–2,0 В);

2) для машин постоянного тока с затрудненной коммутацией — твердые щетки с повышенным падением напряжения под ними (2,4–3,5 В);

3) для контактных колец — металлографитные щетки с малым падением напряжения (0,1–0,5 В).

---

* Старое название, оставшееся со времен начала развития машин, когда электрический контакт со скользящими поверхностями осуществлялся проволочными щетками.

ГЛАВА 2
ТРАНСФОРМАТОРЫ

§ 2.1. НАЗНАЧЕНИЕ И ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ТРАНСФОРМАТОРОВ

Трансформатором называют статическое электромагнитное устройство, имеющее две или большее число индуктивно связанных обмоток и предназначенное для преобразования посредством электромагнитной индукции одной или нескольких систем переменного тока в одну или несколько других систем переменного тока.

С помощью трансформаторов повышается или понижается напряжение, изменяется число фаз, а в некоторых случаях преобразуется частота переменного тока. Возможность передачи электрических сигналов от одной обмотки к другой посредством взаимоиндукции была открыта *М. Фарадеем* в 1831 г.; при изменении тока в одной из обмоток, намотанной на стальной магнитопровод, в другой обмотке индуцировалась ЭДС. Однако первый практически работающий трансформатор создал известный изобретатель *П. Н. Яблочков* в содружестве с *И. Ф. Усагиным* в 1876 г. Это был двухобмоточный трансформатор с разомкнутым магнитопроводом.

В дальнейшем несколько конструкций однофазных трансформаторов с замкнутым магнитопроводом были созданы венгерскими электротехниками *О. Блати*, *М. Дери* и *К. Циперновским.* Для развития трансформаторостроения и вообще электромашиностроения большое значение имели работы проф. *А. Г. Столетова* по исследованию магнитных свойств стали и расчету магнитных цепей.

Важная роль в развитии электротехники принадлежит *М. О. Доливо-Добровольскому.* Он разработал основы теории многофазных и, в частности, трехфазных переменных токов и создал первые трехфазные электрические машины и трансформаторы. Трехфазный трансформатор современной формы с параллельными стержнями, расположенными в одной плоскости, был изобретен им в 1891 г. С тех пор происходило дальнейшее конструктивное усовершенствование трансформаторов, уменьшалась их масса и габариты, повышалась экономичность. Основные положения теории трансформаторов были разработаны в трудах *Е. Арнольда* и *М. Видмара.*

В развитии теории трансформаторов и совершенствовании их конструкции большое значение имели работы советских ученых *В. В. Корицкого*, *Л. М. Пиотровского*, *Г. Н. Петрова*, *А. В. Сапожникова*, *А. В. Трамбицкого* и др.

Трансформаторы широко используют для следующих целей.

1. Для передачи и распределения электрической энергии. Обычно на электростанциях генераторы переменного тока вырабатывают электрическую энергию при напряжении 6–24 кВ. Передавать же электроэнергию на дальние расстояния выгодно при больших напряжениях, поэтому на каждой электростанции устанавливают трансформаторы, повышающие напряжение.

В настоящее время для высоковольтных линий электропередачи в СССР применяют силовые трансформаторы с масляным охлаждением напряжением 330, 500 и 750 кВ, мощностью до 1200–1600 МВ·А. В связи со строительством дальних линий электропередачи Экибастуз – Центр, Экибастуз – Урал и других напряжением 1150 кВ переменного тока наша электропромышленность создала трансформаторные группы, состоящие из трех однофазных трансформаторов мощностью 667 МВ·А, а для линий 1500 В постоянного тока – двенадцатифазные преобразовательные блоки с четырехобмоточными трансформаторами общей мощностью 1500 МВ·А. КПД таких трансформаторов составляет 98–99 % и выше.

Для перспективных линий электропередачи переменного тока напряжением 1800–2000 кВ и постоянного тока напряжением 3000 кВ разрабатывают трансформаторы мощностью 1320 МВ·А на одну фазу.

Электрическая энергия распределяется между промышленными предприятиями и населенными пунктами, в городах и сельских местностях, а также внутри промышленных предприятий по воздушным и кабельным линиям при напряжении 220, 110, 35, 20, 10 и 6 кВ. Следовательно, во всех узлах распределительных сетей должны быть установлены трансформаторы, понижающие напряжение. Кроме того, понижающие трансформаторы следует устанавливать в пунктах потребления электроэнергии, так как большинство электрических потребителей переменного тока работает при напряжениях 220, 380 и 660 В. Таким образом, электрическая энергия при передаче от электрических станций к потребителям подвергается в трансформаторах многократному преобразованию (3–5 раз). Применяемые для этих целей трансформаторы могут быть одно- и трехфазными, двух- и трехобмоточными.

2. Для обеспечения нужной схемы включения вентилей в преобразовательных устройствах и согласования напряжений на входе и выходе преобразователя. В вентильных преобразователях, выпрямляющих переменный ток или преобразующих его из постоянного в переменный (инверторы), отношение напряжений на входе и выходе зависит от схемы включения вентилей. Поэтому если на вход преобразователя подается

стандартное напряжение, то на выходе получается нестандартное. Для устранения этого недостатка вентильные преобразователи, как правило, снабжают трансформаторами, обеспечивающими стандартное выходное напряжение при принятой схеме включения вентилей. Кроме того, ряд схем включения вентилей требует обязательного применения трансформатора. Трансформаторы, применяемые для этой цели, называют *преобразовательными.* Их мощность достигает тысяч киловольт-ампер, напряжение 110 кВ; они работают при частоте 50 Гц и более. Рассматриваемые трансформаторы выполняют одно-, трех- и многофазными с регулированием выходного напряжения в широких пределах и без регулирования.

В последнее время для возбуждения мощных турбо- и гидрогенераторов, электропривода и других целей все шире начинают применять трансформаторы с естественным воздушным охлаждением напряжением 3–24 кВ и мощностью 133–6300 кВ·А. Благодаря использованию в этих трансформаторах новой теплостойкой изоляции удается повысить их нагрузочную способность и в 1,3–1,5 раза сократить массогабаритные показатели по сравнению с применявшимися ранее трансформаторами с масляным охлаждением.

3. Для различных технологических целей: сварки (сварочные трансформаторы), питания электротермических установок (электропечные трансформаторы) и др. Мощность их достигает десятков тысяч киловольт-ампер при напряжении до 10 кВ; они работают обычно при частоте 50 Гц.

4. Для питания различных цепей радио- и телевизионной аппаратуры; устройств связи, автоматики и телемеханики, электробытовых приборов; для разделения электрических цепей различных элементов этих устройств; для согласования напряжений и т. п. Трансформаторы, используемые в этих устройствах, обычно имеют малую мощность (от нескольких вольт-ампер до нескольких киловольт-ампер), невысокое напряжение, работают при частоте 50 Гц и более. Их выполняют двух-, трех- и многообмоточными; условия работы, предъявляемые к ним требования и принципы проектирования весьма специфичны.

5. Для включения электроизмерительных приборов и некоторых аппаратов, например реле, в электрические цепи высокого напряжения или в цепи, по которым проходят большие токи, с целью расширения пределов измерения и обеспечения электробезопасности. Трансформаторы, применяемые для этой цели, называют *измерительными.* Они имеют сравнительно небольшую мощность, определяемую мощностью, потребляемой электроизмерительными приборами, реле и др.

Трансформаторы, перечисленные в п. 1, 2, 3 и частично в п. 4, предназначенные для преобразования электрической энергии в сетях энергосистем и потребителей электрической энергии, называют *силовыми*. Для режима их работы характерны неизменная частота переменного тока и очень малые отклонения первичного и вторичного напряжений от номинальных значений.

Силовые трансформаторы, выпускаемые отечественными заводами, разделены на несколько групп (габаритов) от I до VIII. Например, трансформаторы мощностью до 100 кВ·А включительно относят к габариту I, от 160 до 630 кВ·А – к габариту II, от 1000 до 6300 кВ·А – к габариту III и т. п.

В данной главе в основном рассматривается теория силовых трансформаторов; другие же виды трансформаторов рассмотрены кратко на основе общей теории.

§ 2.2. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ТРАНСФОРМАТОРА

Электромагнитная схема однофазного двухобмоточного трансформатора состоит из двух обмоток (рис. 2.1), размещенных на замкнутом магнитопроводе, который выполнен из ферромагнитного материала. Применение ферромагнитного магнитопровода позволяет усилить электромагнитную связь между обмотками, т. е. уменьшить магнитное сопротивление контура, по которому проходит магнитный поток машины. Первичную обмотку *1* подключают к источнику переменного тока – электрической сети с напряжением u_1. Ко вторичной обмотке *2* присоединяют сопротивление нагрузки $Z_н$.

Обмотку более высокого напряжения называют *обмоткой высшего напряжения* (ВН), а низкого напряжения – *обмоткой низшего напряжения* (НН). Начала и концы обмотки ВН обозначают буквами A и X; обмотки НН – буквами a и x.

При подключении к сети в первичной обмотке возникает переменный ток i_1, который создает переменный магнитный поток Ф, замыкающийся по магнитопроводу. Поток Ф индуцирует в обеих обмотках переменные ЭДС – e_1 и e_2, пропор-

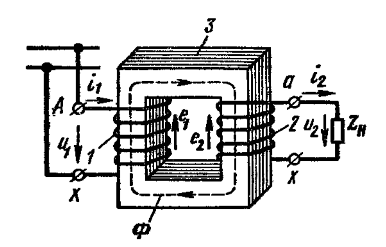


Рис. 2.1. Электромагнитная система однофазного трансформатора:

1, 2 – первичная и вторичная обмотки; *3* – магнитопровод

циональные, согласно закону Максвелла, числам витков w_1 и w_2 соответствующей обмотки и скорости изменения потока $d\Phi/dt$. Таким образом, мгновенные значения ЭДС, индуцированные в каждой обмотке,

$$e_1 = -w_1 \, d\Phi/dt; \; e_2 = -w_2 \, d\Phi/dt.$$

Следовательно, отношение мгновенных и действующих ЭДС в обмотках определяется выражением

$$\boxed{E_1/E_2 = e_1/e_2 = w_1/w_2.} \tag{2.1}$$

Если пренебречь падениями напряжения в обмотках трансформатора, которые обычно не превышают 3—5% от номинальных значений напряжений U_1 и U_2, и считать $E_1 \approx U_1$ и $E_2 \approx U_2$, то получим

$$\boxed{U_1/U_2 \approx w_1/w_2.} \tag{2.2}$$

Следовательно, подбирая соответствующим образом числа витков обмоток, при заданном напряжении U_1 можно получить желаемое напряжение U_2. Если необходимо повысить вторичное напряжение, то число витков w_2 берут больше числа w_1; такой трансформатор называют *повышающим*. Если требуется уменьшить напряжение U_2, то число витков w_2 берут меньшим w_1; такой трансформатор называют *понижающим*.

Отношение ЭДС $E_{ВН}$ обмотки высшего напряжения к ЭДС $E_{НН}$ обмотки низшего напряжения (или отношение их чисел витков) называют *коэффициентом трансформации*

$$\boxed{k = E_{ВН}/E_{НН} = w_{ВН}/w_{НН}.} \tag{2.3}$$

Коэффициент k всегда больше единицы.

В системах передачи и распределения энергии в ряде случаев применяют трехобмоточные трансформаторы, а в устройствах радиоэлектроники и автоматики — многообмоточные трансформаторы. В таких трансформаторах на магнитопроводе размещают три или большее число изолированных друг от друга обмоток, что дает возможность при питании одной из обмоток получать два или большее число различных напряжений (U_2, U_3, U_4 и т. д.) для электроснабжения двух или большего числа групп потребителей. В трехобмоточных силовых трансформаторах различают обмотки высшего, низшего и среднего (СН) напряжений.

В трансформаторе преобразуются только напряжения и токи. Мощность же остается приблизительно постоянной (она несколько уменьшается из-за внутренних потерь энергии в трансформаторе). Следовательно,

$$I_1/I_2 \approx U_2/U_1 \approx w_2/w_1. \quad (2.4)$$

При увеличении вторичного напряжения трансформатора в k раз по сравнению с первичным, ток i_2 во вторичной обмотке соответственно уменьшается в k раз.

Трансформатор может работать только в цепях переменного тока. Если первичную обмотку трансформатора подключить к источнику постоянного тока, то в его магнитопроводе образуется магнитный поток, постоянный во времени по величине и направлению. Поэтому в первичной и вторичной обмотках в установившемся режиме не индуцируются ЭДС, а следовательно, не передается электрическая энергия из первичной цепи во вторичную. Такой режим опасен для трансформатора, так как из-за отсутствия ЭДС E_1 в первичной обмотке ток $I_1 = U_1/R_1$ весьма большой.

Важным свойством трансформатора, используемым в устройствах автоматики и радиоэлектроники, является способность его преобразовывать нагрузочное сопротивление. Если к источнику переменного тока подключить сопротивление R через трансформатор с коэффициентом трансформации k, то для цепи источника

$$R' = P_1/I_1^2 \approx P_2/I_1^2 \approx I_2^2R/I_1^2 \approx k^2R, \quad (2.5)$$

где P_1 – мощность, потребляемая трансформатором от источника переменного тока, Вт; $P_2 = I_2^2R \approx P_1$ – мощность, потребляемая сопротивлением R от трансформатора.

Таким образом, *трансформатор изменяет значение сопротивления R в k^2 раз.* Это свойство широко используют при разработке различных электрических схем для согласования сопротивлений нагрузки с внутренним сопротивлением источников электрической энергии.

§ 2.3. УСТРОЙСТВО ТРАНСФОРМАТОРОВ

Магнитная система. В зависимости от конфигурации магнитной системы трансформаторы подразделяют на *стержневые* (рис. 2.2, *а*), *броневые* (рис. 2.2, *б*) и *тороидальные* (рис. 2.2, *в*). *Стержнем* называют часть магнитопровода, на которой размещают обмотки. Часть магнитопровода, на которой обмотки отсутствуют, называют *ярмом.* Трансформаторы большой и средней мощности обычно выполняют стержневыми. Они имеют лучшие условия охлаждения и меньшую массу, чем броневые.

Силовые трансформаторы большой мощности броневого типа отечественная промышленность не выпускает. Но при

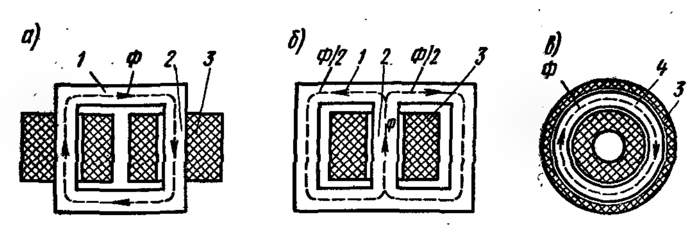


Рис. 2.2. Основные типы однофазных трансформаторов:
1 – ярмо; *2* – стержень; *3* – обмотки; *4* – тороидальный магнитопровод

значительных мощностях (более 80–100 МВ·А на фазу) часто применяют *бронестержневые* трансформаторы, у которых крайние стержни имеют боковые ярма (рис. 2.3, *а*). Такая конструкция позволяет уменьшить поперечное сечение верхнего и нижнего ярм по сравнению со стержневыми трансформаторами, в результате чего уменьшается высота трансформатора и упрощается его транспортировка по железным дорогам. При дальнейшем повышении мощности для еще большего уменьшения высоты верхнего и нижнего ярм применяют трансформаторы *многостержневой конструкции*. В этом случае «расщепляют мощность» каждой фазы между двумя или тремя отдельными стержнями, т. е. обмотки каждой фазы располагают на нескольких стержнях, включенных в магнитном отношении параллельно (рис. 2.3, *б*).

Для уменьшения потерь от вихревых токов магнитопроводы трансформаторов (рис. 2.4) собирают из изолированных листов электротехнической стали толщиной 0,28–0,5 мм при частоте 50 Гц. Обычно применяют анизотропную холоднокатаную сталь с ребровой структурой (марки 3412-3416) и содержанием кремния 2,8–3,8 %. Магнитные свойства этой стали резко улучшаются при совпадении направлений магнитного потока и прокатки: потери в стали на перемагничивание

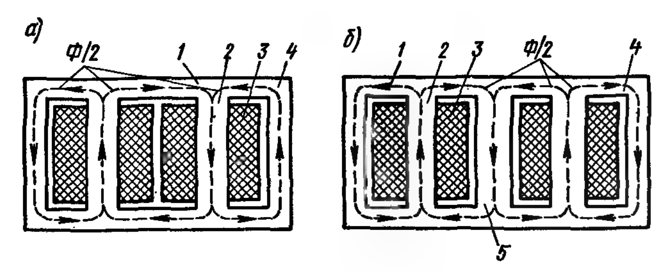


Рис. 2.3. Однофазные трансформаторы большой мощности:
а – бронестержневой; *б* – многостержневой; *1* – верхнее ярмо; *2* – стержень; *3* – обмотки; *4* – боковое ярмо; *5* – боковое совмещенное ярмо

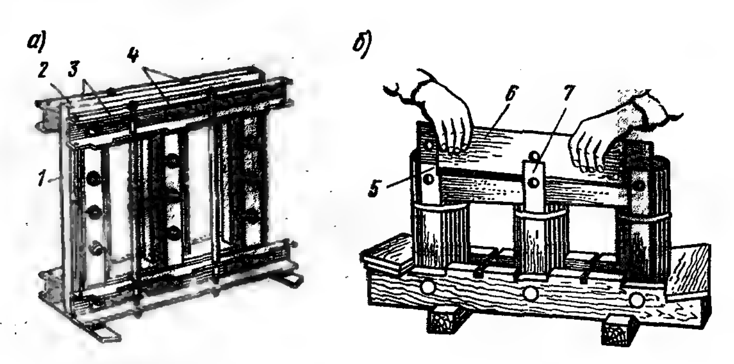


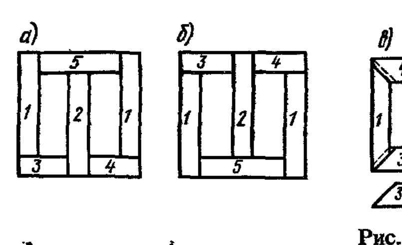
Рис. 2.4. Магнитная система силового трехфазного трансформатора:

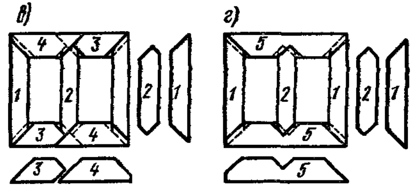
а — общий вид; *б* — сборка магнитопровода; *1* — стержень; *2* — ярмо; *3* — опорные балки; *4* — стяжные шпильки; *5*, *7* — листы крайнего и среднего стержней; *6* — листы верхнего ярма

уменьшаются в два-три раза, а магнитная проницаемость и индукция насыщения возрастают. Однако использование холоднокатаной стали усложняет конструкцию и технологию изготовления магнитопроводов, так как при этом требуется исключить прохождение магнитного потока поперек направления прокатки или по крайней мере уменьшить длину участков, на которых это явление возникает.

По способу сборки различают стыковые и шихтованные магнитопроводы. *В стыковых магнитопроводах* стержни и ярма собирают и скрепляют раздельно, а затем устанавливают в стык и соединяют между собой. В месте стыка во избежание замыкания листов устанавливают изоляционные прокладки. *В шихтованных магнитопроводах* ярма и стержни собирают как цельную конструкцию с взаимным перекрытием отдельных слоев в месте стыка («впереплет»). Каждый слой состоит из двух-трех листов. При сборке магнитопровода листы в двух смежных слоях располагают, как показано на рис. 2.5, *а* и *б*, т. е. листы каждого последующего слоя перекрывают стык в листах предыдущего слоя, существенно уменьшая магнитное сопротивление в месте сочленения. После сборки магнитопровода листы верхнего ярма вынимают, на стержни устанавливают катушки и ярмо снова ставят на место (рис. 2.4, *б*). Шихтованные магнитопроводы имеют значительно меньшее магнитное сопротивление, чем стыковые; поэтому последние применяют сейчас только в микротрансформаторах.

При изготовлении магнитопроводов из холоднокатаной текстурованной стали листы в местах сочленения крайних стержней с ярмами скашивают примерно на 45° (рис. 2.5, *в* и *г*).





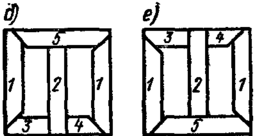


Рис. 2.5. Расположение листов в двух смежных слоях магнитопровода силового трехфазного трансформатора:

а, в, е – 1, 3, 5-й и другие слои; *б, г, д* – 4, 2, 6-й и другие слои; *1* – листы крайних стержней; *2* – листы среднего стержня; *3, 4, 5* – листы верхнего и нижнего ярм

Скос листов позволяет уменьшить магнитное сопротивление магнитопровода и потери мощности в нем, так как при прямоугольной форме листов в местах поворота магнитного потока на 90° возникают добавочные потери из-за несовпадения направлений индукционных линий и прокатки стали. Сборка магнитопроводов из листов с косым стыком является весьма трудоемкой, так как в целях перекрытия стыков листов при шихтовке приходится смещать их по длине. Поэтому в силовых трансформаторах широко применяют комбинированный способ шихтовки, при котором стыки листов ярма со средним стержнем (рис. 2.5, *д* и *е*) делают прямыми, а с крайними стержнями – косыми, или первый слой листов выполняют с косыми стыками, а второй – с прямыми.

Стержни магнитопровода в силовых трансформаторах сравнительно небольшой мощности имеют прямоугольное или крестовидное сечение (рис. 2.6, *а* и *б*), а в более мощных – ступенчатое, по форме приближающееся к кругу (рис. 2.6, *в*) (их собирают из листов различной ширины). Такая форма обеспечивает получение требуемого поперечного сечения стержня при минимальном диаметре, что позволяет уменьшить длину витков обмоток, а следовательно, и расход обмоточ-

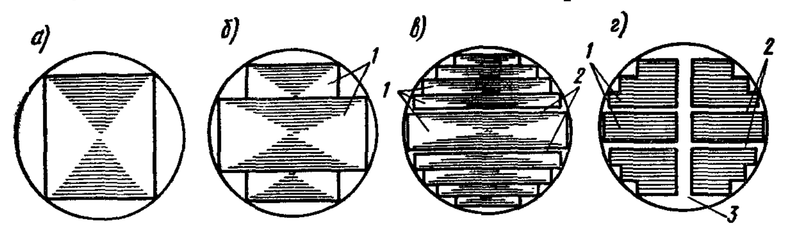


Рис. 2.6. Формы сечения стержней силовых трансформаторов:

1 – пакеты листов; *2* – продольные каналы; *3* – поперечный канал

ных проводов. При большом сечении стержней их собирают из отдельных стальных пакетов, между которыми располагают продольные каналы шириной 5—6 мм, а в некоторых конструкциях и поперечный канал (рис. 2.6, *г*) для циркуляции охлаждающей жидкости.

Стяжку листов стержней (опрессовку стержней) в силовых трансформаторах сравнительно небольшой мощности осуществляют с помощью деревянных или пластмассовых планок и стержней, устанавливаемых между стальным стержнем и жестким изоляционным цилиндром, на котором намотана обмотка НН (рис. 2.7, *а*).

В более мощных трансформаторах с магнитопроводами из холоднокатаной анизотропной стали стержни стягивают бандажами из стеклоленты или стальной ленты (рис. 2.7, *б*). Чтобы стальные бандажи не образовали короткозамкнутых витков, их разрезают и стягивают с помощью изоляционных пряжек. Для получения равномерного сжатия стальных листов перед наложением бандажей стержень опрессовывают на сборочном стенде. Опрессовка стержней обеспечивает необходимую жесткость конструкции магнитопровода и предотвращает повышенную вибрацию его листов, сопровождающуюся шу-

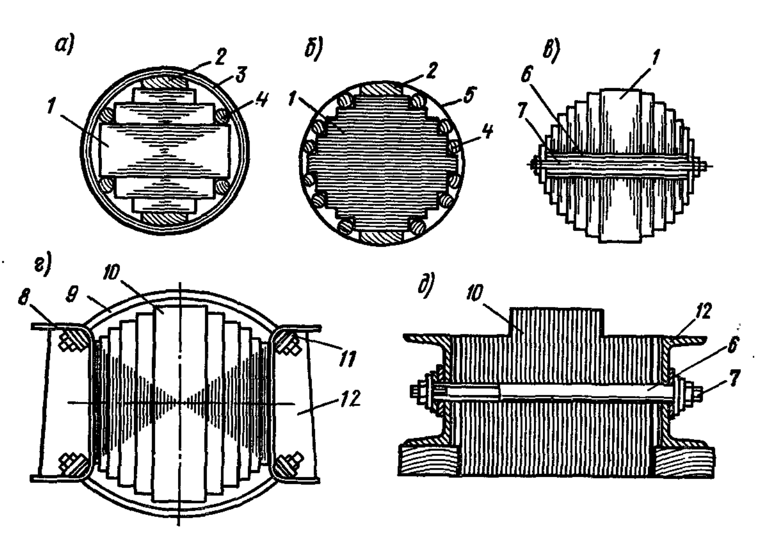


Рис. 2.7. Способы прессовки стержней и ярм:

1 – шихтованный стержень; *2* – деревянная планка; *3* – изоляционный цилиндр катушки; *4* – деревянный стержень; *5* – бандаж из стеклоленты; *6* – изоляционная трубка; *7* – стальная шпилька; *8* – изоляционная пластина; *9* – полубандаж из стальной ленты; *10* – ярмо; *11* – изоляционная прокладка; *12* – ярмовая балка

мом. В магнитопроводах из горячекатаной стали стержни стягивают стальными шпильками, изолированными относительно стержней трубками из изоляционного материала (рис. 2.7, *в*). Такой способ опрессовки при холоднокатаной стали недопустим, так как магнитные силовые линии огибают отверстия, пробитые в стальных листах для шпилек, и, следовательно, отклоняются от направления проката стали.

*Ярма, соединяющие стержни, выполняют обычно прямо*угольного, Т-образного или ступенчатого сечения на 2–5% больше сечения стержней. Это уменьшает индукцию в стали ярма и потери мощности в ней. Ярма стягивают с помощью деревянных или стальных опорных балок, бандажей из стеклоленты или стальной ленты (рис. 2.7, *г*) или посредством шпилек (рис. 2.7, *д*).

Магнитопровод вместе с опорными балками и другими прессующими деталями образует остов трансформатора. При работе силовых трансформаторов магнитопровод и другие стальные части находятся в сильном электрическом поле, вследствие чего они могут приобрести электрический заряд. Чтобы избежать этого, остов заземляют с помощью медных лент.

Трансформаторы малой мощности и микротрансформаторы часто выполняют броневыми, так как они имеют более низкую стоимость по сравнению со стержневыми трансформаторами из-за меньшего числа катушек и упрощения сборки и изготовления. Применяют также и маломощные трансформаторы стержневого типа с одной или двумя катушками. Преимущество тороидальных трансформаторов – отсутствие в магнитной системе воздушных зазоров, что значительно уменьшает магнитное сопротивление магнитопровода.

В трансформаторах малой мощности магнитопровод собирают из штампованных пластин П-, Ш- и О-образной формы (рис. 2.8, *а*, *б*, *в*). При использовании листов Ш- и П-образной формы магнитопровод может быть собран «вперереплет» или «встык». Сборку пластин «встык» применяют при необходимости введения в магнитопровод воздушного зазора; в этом случае в месте стыка устанавливают изоляционные прокладки.

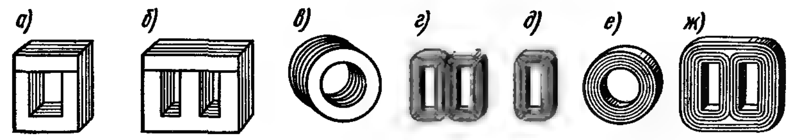


Рис. 2.8. Магнитопроводы трансформаторов малой мощности:
а, *д* – броневой, *б*, *г* – стержневой, *в*, *е* – тороидальный, *ж* – трехфазный

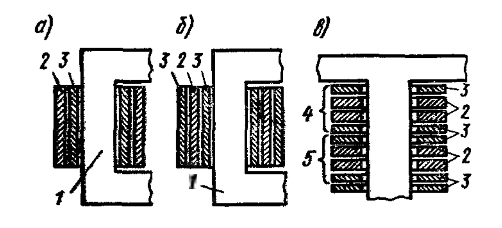
Большое значение получили также магнитопроводы, навитые из узкой ленты электротехнической стали (обычно из анизотропной холоднокатаной стали) или из специальных железоникелевых сплавов типа пермаллой. Их можно использовать для стержневых, броневых, тороидальных и трехфазных трансформаторов. Основными преимуществами их перед шихтованными являются лучшее использование ферромагнитного материала благодаря ориентации магнитного потока в направлении прокатки стали или пермаллоя и более высокое сопротивление вихревым токам, что обусловливает уменьшение потерь мощности в магнитопроводе, особенно при повышенных частотах. Ленточные магнитопроводы (рис. 2.8, *г*, *д*, *е*, *ж*) бывают неразъемными и разъемными. Разъемные ленточные магнитопроводы выполняют из двух половин. Чтобы уменьшить магнитное сопротивление магнитопровода в местах стыка, торцовые поверхности обеих половин шлифуют, затем вкладывают в катушку и склеивают по шлифованным поверхностям специальным клеем, изготовленным на основе эпоксидной смолы с ферромагнитным наполнителем. Монолитность конструкции ленточного магнитопровода обеспечивается путем применения клеющих лаков и эмалей.

Для трансформаторов, работающих при частоте 400 и 500 Гц, магнитопроводы выполняют из специальных сортов электротехнической стали с малыми удельными потерями при повышенной частоте, а также из железоникелевых сплавов типа пермаллой, которые имеют большие начальную и максимальную магнитные проницаемости и позволяют получить магнитные поля с большой индукцией при сравнительно слабой напряженности. Толщина листов составляет 0,2; 0,15; 0,1 и 0,08 мм. При частотах более 10—20 кГц магнитопроводы прессуют из порошковых материалов (магнитодиэлектриков и ферритов).

Обмотки. В современных трансформаторах первичную и вторичную обмотки стремятся расположить для лучшей магнитной связи как можно ближе одну к другой. При этом на каждом стержне магнитопровода размещают обе обмотки либо концентрически — одну поверх другой, либо в виде нескольких дисковых катушек, чередующихся по высоте стержня. В первом случае обмотки называют *концентрическими*, во втором — *чередующимися.* В силовых трансформаторах обычно применяют концентрические обмотки, причем ближе к стержням располагают обмотку НН, требующую меньшей изоляции относительно остова трансформатора, а снаружи — обмотку ВН (рис. 2.9, *а*).

В некоторых случаях для уменьшения индуктивного сопро-

Рис. 2.9. Расположение обмоток на стержнях в трансформаторах:
1 – стержень; 2 – обмотка ВН; 3 – обмотка НН; 4, 5 – группы катушек



тивления рассеяния обмоток применяют двойные концентрические (расщепленные) обмотки (рис. 2.9, *б*), в которых обмотку НН делят на две части с одинаковым числом витков. Аналогично можно выполнить и обмотку ВН. При чередующихся обмотках (рис. 2.9, *в*) всю обмотку подраздедяют на симметричные группы, состоящие из одной или нескольких катушек ВН и расположенных по обе стороны от них двух или нескольких катушек НН. Чередующиеся обмотки применяют редко и в основном для специальных трансформаторов.

Обмотки трансформаторов изготовляют из медных или алюминиевых проводов. При использовании алюминия поперечное сечение провода берется примерно на 70% больше, чем при использовании меди из-за большего удельного электрического сопротивления алюминия. В связи с этим габариты и масса трансформаторов с алюминиевыми обмотками больше, чем у трансформаторов с медными обмотками. При сравнительно небольших мощностях и токах обмотки выполняют из изолированного провода круглого сечения, при больших мощностях и токах применяют провода прямоугольного сечения. В ряде случаев обмотки наматывают из нескольких параллельных проводов.

По конструкции концентрические обмотки подразделяют на цилиндрические, непрерывные и винтовые.

Цилиндрические обмотки (рис. 2.10, *а*), выполненные из прямоугольного провода, обычно применяют в качестве обмоток низшего напряжения при мощностях до 250 кВ·А на один стержень (до 630 кВ·А для трехфазного трансформатора) и напряжении до 6 кВ. При мощности 10–16 кВ·А обмотку наматывают в один-два слоя, а при больших мощностях – в два слоя, соединенных последовательно (рис. 2.10, *б*).

В зависимости от силы тока каждый слой может состоять из одного или нескольких параллельных проводов (суммарный ток стержня обычно не превышает 800 А). Провод наматывают по винтовой линии на бумажно-бакелитовые цилиндры и одновременно изолируют его от стержня магнитопровода и от соседних катушек. Если обмотка имеет несколько слоев, то

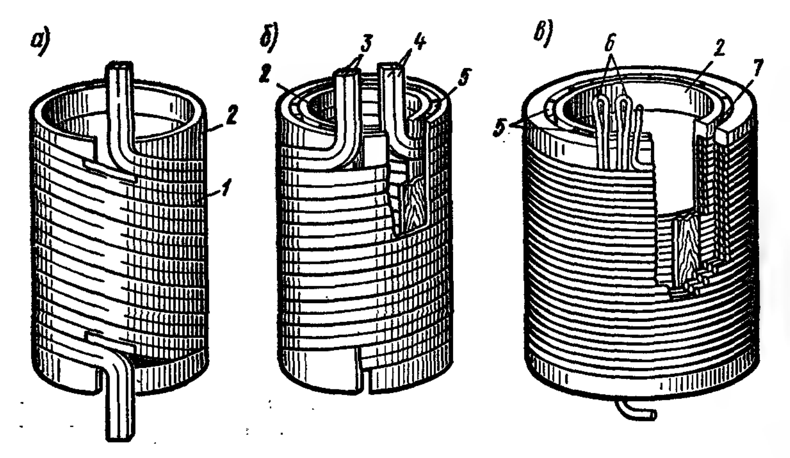


Рис. 2.10. Цилиндрические обмотки:

1 – витки из прямоугольного провода; *2* – бумажно-бакелитовый цилиндр; *3*, *4* – выводные концы; *5* – вертикальные рейки; *6* – внутренние ответвления обмотки; *7* – аксиальный охлаждающий канал

между ними прокладывают изоляционные планки, образующие каналы для прохода масла.

Обмотки высшего напряжения трансформаторов мощностью до 250 кВ·А на один стержень и напряжением до 35 кВ, а также обмотки низшего напряжения при 3–10 кВ выполняют цилиндрическими многослойными (рис. 2.10, *в*). Для обмоток используют провод круглого или прямоугольного сечения, который наматывают на жесткие бумажно-бакелитовые цилиндры; каждый слой образуется из одного или нескольких параллельных проводов (суммарный ток стержня обычно не превышает 135 А). Витки всех слоев соединяют последовательно; изоляцией между слоями служит кабельная бумага. При большом количестве слоев для улучшения охлаждения обмотку разделяют на две концентрические катушки. Между этими катушками оставляют канал для прохода масла. Иногда в качестве обмоток высшего напряжения при мощностях до 335 кВ·А на стержень и напряжении до 35 кВ, применяют многослойные цилиндрические катушечные обмотки (рис. 2.11, *а*). Такая обмотка состоит из ряда многослойных дисковых катушек, расположенных вдоль стержня и выполненных из провода небольшого сечения (ток до 45 А). Между катушками оставляют каналы для охлаждения.

В трансформаторах мощностью от 160 до 63000 кВ·А на стержень и выше при напряжениях от 3 до 220 кВ

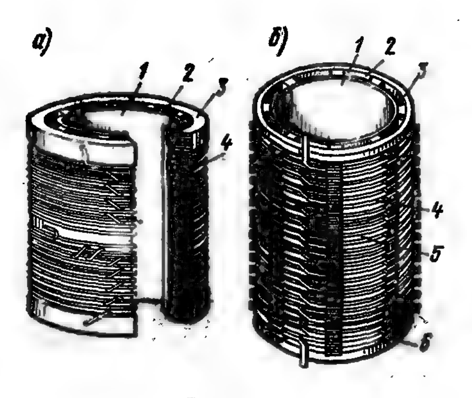


Рис. 2.11. Цилиндрическая катушечная (*а*) и непрерывная (*б*) обмотки:

1 — бумажно - бакелитовый цилиндр; *2* — аксиальный охлаждающий канал; *3* — опорное изолирующее кольцо; *4* — дисковые катушки; *5* — радиальные охлаждающие каналы; *6* — изоляционная рейка с планками

в качестве обмоток высшего напряжения часто применяют непрерывные спиральные катушечные обмотки. Обмотку называют *непрерывной* потому, что ее наматывают без разрывов, т. е. переход из одной катушки в другую производится непрерывно, без паек. В непрерывной обмотке может быть до шести параллельных проводов. Такая обмотка (рис. 2.11, *б*) состоит из ряда последовательно соединенных между собой плоских дисковых катушек (секций), выполненных из провода прямоугольного сечения. Катушки имеют одинаковые размеры и расположены одна над другой. Для охлаждения между катушками создают радиальные каналы, образованные прокладками из электрокартона. Непрерывные спиральные катушечные обмотки можно применять и в качестве обмоток низшего напряжения при токах 20—400 А (при медных проводах) и 10—200 А (при алюминиевых проводах).

Винтовые одно- и многоходовые *обмотки* (рис. 2.12, *а*) используют обычно в качестве обмоток низшего напряжения в трансформаторах мощностью свыше 250 кВ·А на стержень при напряжениях до 15 кВ и токах свыше 300 А для медных проводов и 150—200 А для алюминиевых. Винтовую обмотку наматывают по винтовой линии из нескольких параллельных проводов прямоугольного сечения, прилегающих друг к другу в радиальном направлении. Подобно резьбе винта она может быть одно-, двух- и иногда многоходовой. Между отдельными витками и параллельными ходами располагают охлаждающие каналы.

При использовании винтовых и непрерывных катушечных обмоток, выполненных из нескольких параллельных проводников, необходимо принимать меры для равномерного распределения между ними тока, так как более удаленные от оси катушки провода имеют несколько большую длину, а следовательно, и активное сопротивление (чем расположенные бли-

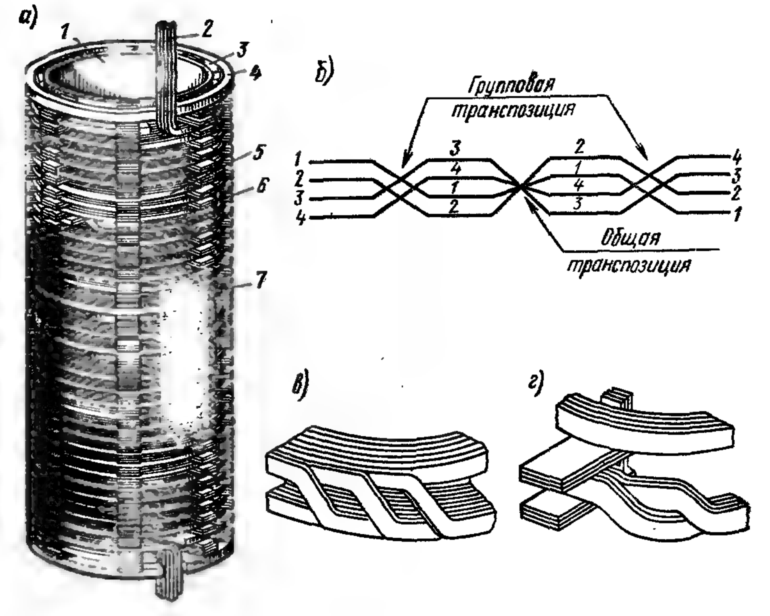


Рис. 2.12. Одноходовая винтовая обмотка (*а*) и схемы транспозиции ее параллельных проводов (*б*); (*в*) и (*г*):

1 – бумажно-бакелитовый цилиндр; *2* – провода; *3* – аксиальный охлаждающий канал; *4* – опорное изолирующее кольцо; *5* – витки из параллельных проводов; *6* – изоляционная рейка с планками; *7* – радиальные охлаждающие каналы

же к оси). Кроме того, витки, образуемые этими проводами, сцеплены с различными по величине магнитными потоками и в них индуцируются разные ЭДС. Чтобы уравнять длины параллельных проводов и создать одинаковые условия для индуцирования в них ЭДС, осуществляют транспозицию проводов, т. е. провода периодически по длине обмотки меняют местами (рис. 2.12, *б*) так, чтобы каждый провод занимал все возможные положения относительно оси катушки. Транспозиция может быть общей (изменяют на обратное расположение всех параллельных проводов) – рис. 2.12, *в* и групповой (изменяют местами две подгруппы проводов) – рис. 2.12, *г*.

В настоящее время широкое применение получают винтовые обмотки из транспонированного провода, в котором отдельные проводники (жилы) с лаковой изоляцией меняются местами в процессе изготовления провода (рис. 2.13, *а*, *в*). Поверх него накладывают общую изоляцию из кабельной бумаги. Применяют также подразделенные провода (рис.

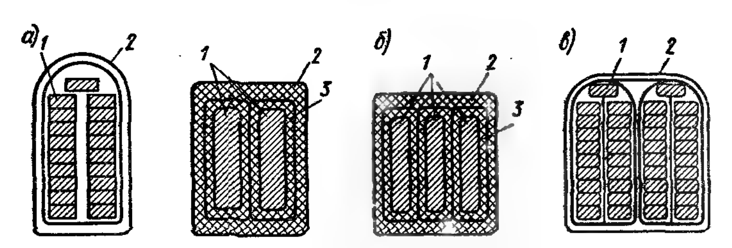


Рис. 2.13. Специальные провода:

а — транспонированный марки ПТБ; *б* — подразделенный марки ПБП (двух- и трехжильный); *в* — подразделенный транспонированный марки ППТБ; *1* — проводники; *2* — изоляция провода; *3* — изоляция проводников

2.13, *б*), состоящие из двух-трех изолированных проводников, охватываемых общей изоляцией. Такое разделение проводника приводит к значительному (на 20–30 %) снижению добавочных потерь от индуцируемых в проводниках вихревых токов.

В трансформаторах малой мощности и микротрансформаторах используют *однослойные и многослойные обмотки* из круглого провода с эмалевой или хлопчатобумажной изоляцией, которые наматывают на гильзу или на каркас из электрокартона (рис. 2.14, *а*); между слоями проводов прокладывают изоляцию из кабельной бумаги или ткани. В микротрансформаторах часто обмотки выполняют из алюминиевой фольги толщиной 30–20 мкм. Изоляцией здесь служит окисная пленка фольги, которая обладает достаточной теплоемкостью, теплопроводностью и может выдерживать рабочее напряжение до 100 В. В высокочастотных трансформаторах применяют расщепленные многожильные провода типа литцендрат (ЛЕШО, ЛЭЛО и др.). Для трансформаторов, работающих в условиях высокой температуры и радиоактивного облучения,

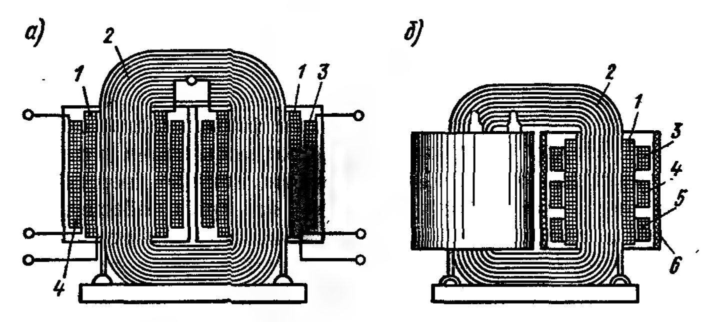


Рис. 2.14. Устройство трансформаторов малой мощности:

1 — первичная обмотка; *2* — магнитопровод; *3, 4, 5* — вторичные обмотки; *6* — изоляционная гильза

используют провода из анодированного алюминия и с изоляцией из кварцевых нитей.

В последнее время широко применяются *галетные обмотки*. Такая обмотка состоит из отдельных унифицированных элементов – галет, каждая из которых представляет собой законченный конструктивный элемент (рис. 2.14, *б*). Галеты собирают на стержне магнитопровода и соединяют между собой в соответствии с электрической схемой трансформатора. Путем последовательного и параллельного соединения унифицированных галет можно получать различные значения токов и напряжений трансформатора. Галеты могут быть выполнены как из обмоточного провода, так и из алюминиевой фольги. В тороидальных трансформаторах обмотки располагают по всей окружности магнитопровода, причем на внутренней поверхности укладывают большее число слоев, чем на внешней. Изоляцию обмоток от магнитопровода осуществляют путем обматывания последнего лентой из изоляционного материала.

Изоляция силовых трансформаторов. В трансформаторах изоляцию обмоток подразделяют на главную – изоляцию их от магнитопровода и между собой (обмоток НН от ВН) и продольную – изоляцию между витками, слоями и катушками каждой обмотки. Имеется также изоляция отводов от обмоток, переключателей и выводов. Изоляция обмоток трансформатора от заземленных частей и друг от друга определяется в основном электрической прочностью при частоте 50 Гц. Она обеспечивается соответствующим выбором величины изоляционных промежутков, которые в масляных трансформаторах одновременно выполняют роль охлаждающих каналов.

Чтобы предотвратить пробой изоляции при воздействии на обмотку импульсных перенапряжений в высоковольтных трансформаторах, между обмотками дополнительно ставят жесткие бумажно-бакелитовые цилиндры или мягкие цилиндры из электроизоляционного картона. При этом (во избежание электрического разряда по поверхности изоляционных цилиндров) они должны иметь по высоте бóльшие размеры, чем обмотки (рис. 2.15). Между обмотками высшего напряжения различных фаз устанавливают межфазную изоляционную перегородку. Изоляционное расстояние обмоток от ярма обеспечивают шайбами и прокладками из электроизоляционного картона. Между концевой изоляцией обмотки и ярмовыми балками магнитопровода в некоторых трансформаторах устанавливают металлические разрезные или неметаллические прессующие кольца.

В трансформаторах напряжением 35 кВ для защиты от

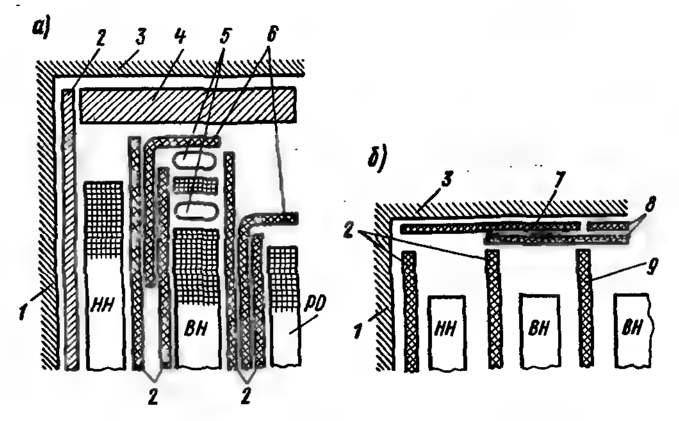


Рис. 2.15. Конструкция главной изоляции трансформаторов класса напряжения 110 кВ (*а*) и 35 кВ (*б*):

1 – стержень магнитопровода; *2* – изоляционные цилиндры; *3* – ярмо; *4* – прессующее кольцо; *5* – емкостные кольца, *6* – изоляционные угловые шайбы; *7* – изоляционная шайба; *8* – изоляционные прокладки; *9* – междуфазная перегородка; *ВН* и *НН* – обмотки высшего и низшего напряжений; *РО* – регулировочная обмотка

атмосферных перенапряжений две начальные и две конечные катушки обмотки высшего напряжения выполняют с усиленной изоляцией. Такая изоляция ухудшает условия охлаждения начальных и конечных катушек, поэтому их выполняют из провода большего поперечного сечения.

В трансформаторах напряжением 110 кВ и выше для уменьшения напряжения на концевых катушках обмотки высшего напряжения и выравнивания электрического поля у концов обмотки применяют емкостную компенсацию в виде емкостных

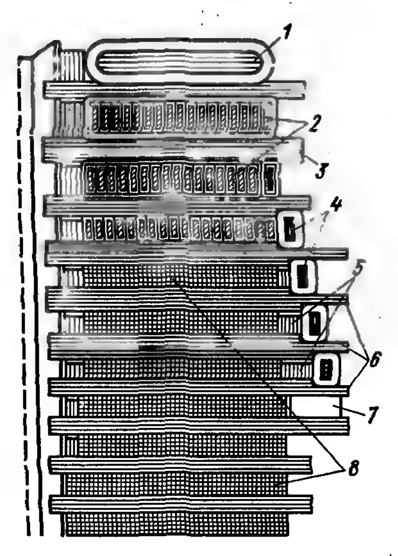


Рис. 2.16. Установка емкостного кольца и экранирующих витков на обмотке:

1 – емкостное кольцо; *2* – дисковые входные катушки с дополнительной изоляцией; *3* – изоляционные прокладки; *4* – экранирующие витки; *5* – изоляционные полосы; *6* – выступы удлиненных прокладок; *7* – опорный изоляционный сегмент; *8* – непрерывная обмотка

витков и емкостных колец (рис. 2.16), которые служат электрическими экранами (см. § 2.19).

Изоляция между катушками, слоями и витками (продольная изоляция) обеспечивает как электрическую прочность обмотки при частоте 50 Гц, так и прочность при воздействии импульсных перенапряжений. Обычно межкатушечную изоляцию осуществляют радиальными масляными каналами, простыми и угловыми шайбами из электроизоляционного картона. В качестве межслойной изоляции обычно применяют несколько слоев кабельной бумаги, электроизоляционный картон или лакоткань. Изоляцию между витками обеспечивают в основном собственной изоляцией обмоточного провода.

Вводы трансформатора. Для вывода наружу концов от обмоток в трансформаторах, охлаждаемых маслом или негорючим жидким диэлектриком, используют проходные фарфоровые изоляторы, размещаемые на крышке или на стенке бака. Проходной изолятор вместе с токоведущим стержнем и крепежными деталями называют *вводом.*

Вводы трансформаторов, устанавливаемых внутри помещений, имеют гладкую наружную поверхность (рис. 2.17, *а*), а вводы трансформаторов, предназначенных для наружной установки, снабжают ребрами (рис. 2.17, *б*), число которых зависит от напряжения соответствующей обмотки трансформатора. При наличии ребер увеличивается расстояние между токоведущим стержнем и корпусом по поверхности изолятора

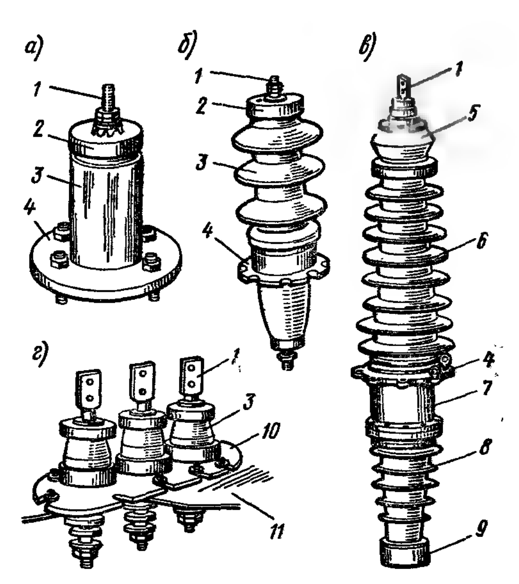


Рис. 2.17. Вводы трансформаторов:

а – для внутренней установки; *б* – для наружной установки; *в* – маслонаполненные для напряжения 110 кВ, *г* – при больших токах; *1* – токоведущий стержень; *2* – колпак; *3* – фарфоровый изолятор; *4* – металлический фланец; *5* – маслорасширитель с масляным затвором; *6* – верхняя фарфоровая покрышка; *7* – соединительная чугунная втулка; *8* – нижняя фарфоровая покрышка; *9* – алюминиевый экран; *10* – латунный фланец; *11* – крышка бака

и уменьшается вероятность поверхностного разряда во время дождя, при попадании на изолятор листьев и т. п. Крепление ввода к крышке бака и токоведущего стержня в изоляторе должно быть прочным, а применяемые уплотнения – маслостойкими.

При напряжениях свыше 110 кВ вводы часто выполняют составными – из двух фарфоровых изоляторов (рис. 2.17, *в*). Внутри такой ввод заполняют маслом, не сообщающимся с маслом, находящимся в баке трансформатора. Токоведущий кабель проходит внутри металлической трубы, которую изолируют кабельной бумагой или бумажно-бакелитовыми цилиндрами с установленными в них металлическими обкладками из фольги (для выравнивания электрического поля).

В трансформаторах, рассчитанных на большие токи, вокруг ввода создается большой магнитный поток, вследствие чего в крышке бака и крепежном фланце возникают значительные вихревые токи, нагревающие эти детали до высокой температуры. Во избежание этого при больших токах вместо стального или чугунного фланцев применяют латунные и в крышке вырезают для них общее отверстие (рис. 2.17, *г*). При этом магнитные потоки всех вводов замыкаются вокруг отверстия и при одно- и трехфазном токах сильно уменьшаются из-за взаимной компенсации магнитодвижущих сил. В трансформаторах, охлаждаемых воздухом, концы от обмоток присоединяют к контактным зажимам, которые укрепляют к остову трансформатора.

§ 2.4. ОХЛАЖДЕНИЕ ТРАНСФОРМАТОРОВ

Способы охлаждения. Конструктивное выполнение трансформатора определяется в значительной мере способом его охлаждения, который зависит от номинальной мощности. При увеличении мощности трансформатора необходимо увеличивать и интенсивность его охлаждения. В силовых трансформаторах для отвода теплоты от обмоток и магнитопровода применяют следующие способы охлаждения: воздушное, масляное и посредством негорючего жидкого диэлектрика. Каждый вид охлаждения имеет соответствующее условное обозначение.

Трансформаторы с воздушным охлаждением (сухие трансформаторы). При естественном воздушном охлаждении магнитопровод, обмотки и другие части трансформатора имеют непосредственное соприкосновение с окружающим воздухом, поэтому охлаждение их происходит путем конвекции воздуха и излучения. Сухие трансформаторы (рис. 2.18) устанавливают

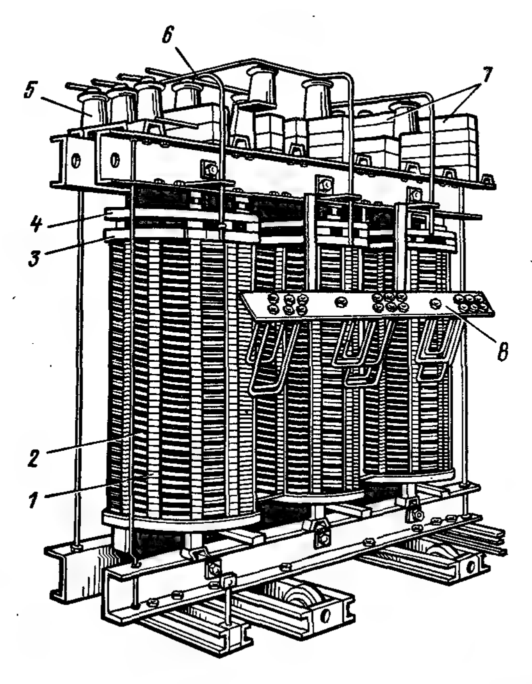


Рис. 2.18. Сухой трансформатор мощностью 320 кВ·А без кожуха:

1 – вертикальные стяжные шпильки; *2* – обмотки ВН; *3* – фарфоровые подкладки для прессовки обмоток; *4* – стальное прессующее кольцо; *5* – опорные изоляторы отводов ВН; *6* – отводы ВН; *7* – фарфоровые подкладки для крепления отводов НН; *8* – доска зажимов ВН

внутри помещений (в зданиях, производственных цехах и пр.), при этом главным требованием является обеспечение пожарной безопасности. В эксплуатации они удобнее масляных, так как исключают необходимость периодической очистки и смены масла. Следует, однако, отметить, что воздух обладает меньшей электрической прочностью, чем трансформаторное масло, поэтому в сухих трансформаторах все изоляционные промежутки и вентиляционные каналы делают бо́льшими, чем в масляных. Из-за меньшей теплопроводности воздуха по сравнению с маслом электромагнитные нагрузки активных материалов в сухих трансформаторах меньше, чем в масляных, что приводит к увеличению сечения проводов обмотки и магнитопровода. Как следствие этого, масса активных частей (обмоток и магнитопровода) сухих трансформаторов больше, чем масляных. В настоящее время сухие трансформаторы имеют мощности до 10 МВ·А и напряжения обмотки ВН до 35 кВ. Их устанавливают только в сухих закрытых помещениях с относительной влажностью воздуха до 80% во избежание чрезмерного увлажнения обмоток.

Сухие трансформаторы с естественным воздушным охлаждением могут иметь открытое (С), защищенное (СЗ) или гер-

метизированное (СГ) исполнение. Трансформаторы типа СЗ закрывают защитным кожухом с отверстиями, а типа СГ — герметическим кожухом. Для повышения интенсивности охлаждения применяют обдув обмоток и магнитопровода потоком воздуха от вентилятора. Сухие трансформаторы с воздушным дутьем имеют условное обозначение СД.

Трансформаторы малой мощности выполняют, как правило, *с охлаждением типа С. В некоторых случаях их помещают* в корпус, залитый термореактивными компаундами на основе эпоксидных смол или других подобных материалов. Такие компаунды обладают высокими электроизоляционными и влагозащитными свойствами. После затвердевания они не расплавляются при повышенных температурах и обеспечивают надежную защиту трансформатора от механических и атмосферных воздействий.

Трансформаторы с масляным охлаждением. В трансформаторах с естественным масляным охлаждением (М) магнитопровод с обмотками погружают в бак, наполненный тщательно очищенным минеральным (трансформаторным) маслом (рис. 2.19). Трансформаторное масло обладает более высокой

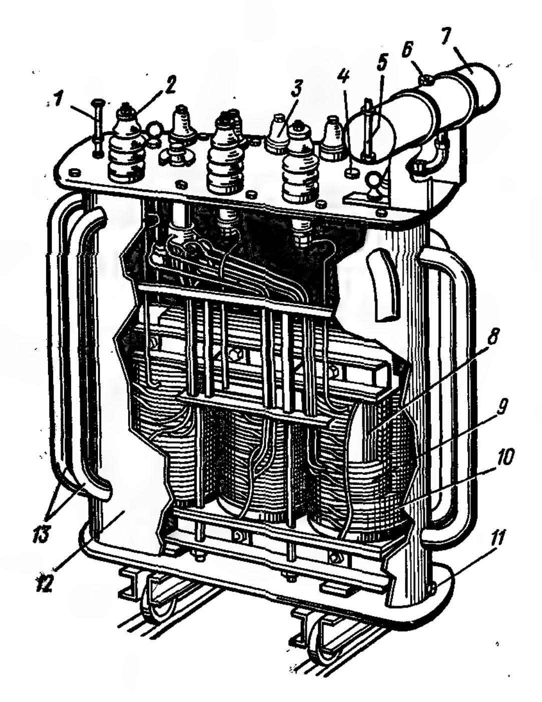


Рис. 2.19. Устройство трехфазного масляного трансформатора средней мощности:

1 — термометр; *2* — выводы обмотки ВН; *3* — выводы обмотки НН; *4*, *6* — пробки для заливки масла; *5* — указатель уровня масла; *7* — расширитель; *8* — магнитопровод; *9* — обмотка НН; *10* — обмотка ВН; *11* — пробка для спуска масла; *12* — бак для масла; *13* — трубы для охлаждения масла

теплопроводностью, чем воздух, и хорошо отводит теплоту от обмоток и магнитопровода трансформатора к стенкам бака, имеющего бóльшую площадь охлаждения, чем трансформатор. Погружение трансформатора в бак со специальным маслом обеспечивает также повышение электрической прочности изоляции его обмоток и предотвращает ее увлажнение и потерю изоляционных свойств под влиянием атмосферных воздействий. При правильной эксплуатации масляных трансформаторов, когда температура изоляции в наиболее нагретом месте не превышает 105 °С, трансформатор может служить 20–25 лет. Повышение температуры на 8 °С приводит к сокращению срока службы трансформатора примерно в два раза.

В трансформаторах мощностью 20–30 кВ·А выделяется сравнительно небольшое количество теплоты, поэтому их баки имеют гладкие стенки; у более мощных трансформаторов (20–1800 кВ·А) поверхность охлаждения бака искусственно увеличивают, применяя ребристые или волнистые стенки либо окружая бак системой труб, в которых масло циркулирует за счет конвекции. Для повышения интенсивности охлаждения в трансформаторах мощностью более 1800 кВ·А к баку пристраивают навесные или отдельно установленные трубчатые теплообменники (радиаторы), которые с помощью патрубков с фланцами сообщаются с внутренней полостью бака (рис. 2.20, *а*). В радиаторе происходит усиленная циркуляция масла и интенсивное охлаждение. Масляные трансформаторы типа М применяют для мощностей 10–10000 кВ·А.

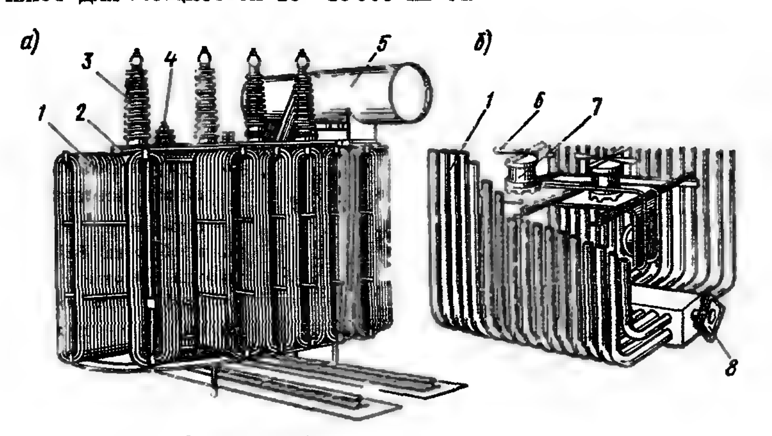


Рис. 2.20. Трансформатор большой мощности с навесными радиаторами (*а*) и установка вентиляторов для обдува радиаторов (*б*):
1 – навесной радиатор; *2* – бак трансформатора; *3* – вывод обмотки ВН; *4* – вывод обмотки НН; *5* – расширитель; *6* – вентилятор; *7* – электродвигатель вентилятора; *8* – фланец для присоединения радиатора к баку

Трансформаторы мощностью 10000–63000 кВ·А выполняют обычно с дутьем (тип *Д*). В этом случае теплоотдача с поверхности радиаторов форсируется путем обдува их вентиляторами. Каждый радиатор обдувается двумя вентиляторами (рис. 2.20, *б*), при этом теплоотдача увеличивается в 1,5–1,6 раза. В трансформаторах с охлаждением типа ДЦ масло насосом откачивается из бака и прогоняется через навесные или отдельно установленные теплообменники (охладители), обдуваемые воздухом. Охлаждение с принудительной циркуляцией масла применяют при мощностях 16000–250000 кВ·А и выше. При использовании масляно-водяного охлаждения нагретое масло проходит через теплообменники, охлаждаемые водой. Циркуляция масла осуществляется за счет естественной конвекции (при охлаждении типа МВ) или же с помощью насоса (при охлаждении типа Ц).

Трансформаторы, охлаждаемые негорючим жидким диэлектриком. Трансформаторы с охлаждением типов Н и НД выполняют с герметизированным баком, который заполняют негорючим жидким диэлектриком. Обычно применяют синтетические изоляционные материалы – совтол и др., которые имеют примерно такие же электроизоляционные свойства и теплопроводность, как и трансформаторное масло. Трансформаторы с охлаждением типов Н и НД пожаробезопасны и могут устанавливаться в закрытых помещениях. Их выпускают мощностью 160–2500 кВ·А при напряжении 6 и 10 кВ.

Совтол представляет собой смесь полихлордифенила (совола) с трихлорбензолом, который добавляется для уменьшения вязкости и температуры застывания смеси. При использовании совтола в умеренном климате он содержит 65% полихлордифенила и 35% трихлорбензола; для тропических условий соответственно 90 и 10%. Он дороже трансформаторного масла, токсичен, что требует тщательной герметизации системы охлаждения.

Защита масла от соприкосновения с атмосферным воздухом. Во время работы масло в трансформаторе нагревается и расширяется. При уменьшении нагрузки оно, охлаждаясь, возвращается к первоначальному объему. Поэтому масляные трансформаторы мощностью 25 кВ·А и выше имеют небольшой дополнительный *бак-расширитель* (рис. 2.21), соединенный с внутренней полостью основного бака. При нагревании трансформатора изменяется объем масла, находящегося в расширителе. Объем его составляет около 10% от объема масла в баке. Применение расширителя позволяет значительно сократить поверхность соприкосновения масла с воздухом, что уменьшает его загрязнение и увлажнение. Расширители имеют

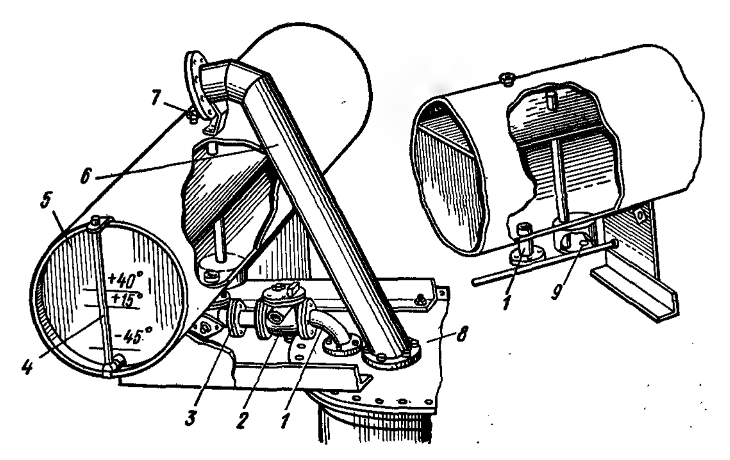


Рис. 2.21. Установка расширителя и выхлопной трубы:

1 – маслопровод; 2 – газовое реле; 3 – кран для отсоединения расширителя; 4 – указатель уровня масла; 5 – расширитель; 6 – выхлопная труба; 7 – пробка для заливки масла; 8 – бак трансформатора; 9 – отстойник

воздухоосушитель, заполненный сорбентом – веществом, поглощающим влагу из воздуха, поступающего в расширитель. При мощности 160 кВ·А и выше на них устанавливают также *термосифонный фильтр* для непрерывного обезвоживания и очистки масла. Для более надежного предохранения масла от окисления трансформаторы большой мощности выполняют герметизированными с полной изоляцией масла, находящегося в расширителе, от атмосферного воздуха. Это осуществляется с помощью подушки, образующейся из инертного газа (азота) и расположенной между поверхностью масла и гибкой растягивающейся мембраной – *азотная защита*. Трансформаторы с азотной защитой можно выполнять также и без расширителя.

Арматура и подъемные устройства. При работе трансформатора масло нагревается, разлагается и загрязняется продуктами окисления (стареет), поэтому его периодически очищают или заменяют. Масляные трансформаторы во избежание опасности пожара и взрыва устанавливают на открытых ограждаемых площадках или в специально сооруженных помещениях с огнестойкими стенами, опорами и перекрытиями. Для заливки, отбора пробы, спуска и фильтрации масла масляные трансформаторы снабжают соответствующей арматурой (кранами, вентилями, пробками).

Все трансформаторы имеют различные устройства для их подъема и перемещения: рым-болты, крюки, переставные катки и поворотные тележки.

Устройства для контроля за состоянием масла и системы охлаждения. Чтобы осуществлять контроль за уровнем и температурой масла, масляные трансформаторы имеют указатели уровня и температуры. Указатель уровня обычно устанавливают на расширителе, а указатель температуры – на крышке основного бака. В трансформаторах мощностью до 1000 кВ·А для этой цели используют ртутный термометр, а в трансформаторах большей мощности и в герметизированных трансформаторах – специальный электрический термосигнализатор. Трансформаторы с охлаждением типов Д, ДЦ и НД имеют два термосигнализатора, один из которых служит для измерения температуры верхних слоев масла, а другой – для автоматического управления процессом дутья.

Система автоматики должна обеспечивать: автоматическое включение и отключение системы охлаждения одновременно с включением в сеть и отключением трансформатора, регулирование интенсивности охлаждения в зависимости от нагрузки, включение резервного охладителя взамен вышедшего из строя, ввод резервного источника питания при снижении или исчезновении питания электродвигателей вентиляторов и насосов системы охлаждения и соответствующую сигнализацию о прекращении работы системы охлаждения. Трансформаторы мощностью 10000 кВ·А и выше оборудуют также реле низкого уровня масла, находящегося в расширителе, которое сигнализирует о снижении уровня масла и автоматически отключает трансформатор при недопустимом его уменьшении.

Защита трансформатора от аварий. Для защиты от возможных аварий трансформаторы мощностью более 1000 кВ·А имеют специальные газовые реле, которые устанавливают в трубопроводе между основным баком и расширителем. При значительном выделении взрывоопасных газов, возникающих в результате разложения масла, реле автоматически выключает трансформатор, предупреждая развитие аварии. В этих трансформаторах устанавливают также *выхлопную трубу* (см. рис. 2.21), закрытую стеклянной мембраной. При внезапном повышении внутреннего давления образовавшиеся газы выдавливают мембрану и выходят в атмосферу, предотвращая деформацию бака.

Чтобы предотвратить появление высокого потенциала на обмотке НН при повреждении изоляции обмотки ВН, в трансформаторах, у которых обмотка НН имеет напряжение до 0,69 кВ, между этой обмоткой и заземленным баком включают пробивной предохранитель, который пробивается при напряжении 1000 В.

§ 2.5. ИДЕАЛИЗИРОВАННЫЙ ТРАНСФОРМАТОР

Для выяснения сущности физических процессов, происходящих в трансформаторе, рассмотрим идеализированный трансформатор, у которого магнитный поток Ф полностью замыкается по стальному магнитопроводу и сцеплен с обеими обмотками, а потери в стали отсутствуют. К первичной обмотке трансформатора (рис. 2.22, *а*) подводится синусоидальное напряжение $u_1 = U_m \sin \omega t$, благодаря чему по этой обмотке проходит переменный ток, создающий переменный магнитный поток. Переменный поток наводит в обмотках трансформатора ЭДС $e_1 = -w_1\, d\Phi/dt$; $e_2 = -w_2\, d\Phi/dt$.

В режиме холостого хода цепь вторичной обмотки разомкнута и ток $i_2 = 0$. При этом для контура первичной обмотки трансформатора

$$u_1 = i_1 r_1 + w_1\, d\Phi/dt, \tag{2.6}$$

где u_1 – мгновенное значение приложенного к первичной обмотке напряжения.

Уравнение (2.6) справедливо, если принять, что не только $i_2 = 0$, но и отсутствуют потери в стали магнитопровода (от вихревых токов и гистерезиса); иначе эти потери должны были бы учитываться в виде потерь от тока, проходящего по замкнутой накоротко вторичной обмотке с большим активным сопротивлением. Вводя в формулу (2.6) значение ЭДС $e_1 = -w_1\, d\Phi/dt$, индуцируемой в первичной обмотке переменным магнитным потоком, и пренебрегая падением напряжения в активном сопротивлении первичной обмотки $i_1 r_1$ из-за его малости, получаем

$$u_1 + e_1 = 0, \tag{2.7}$$

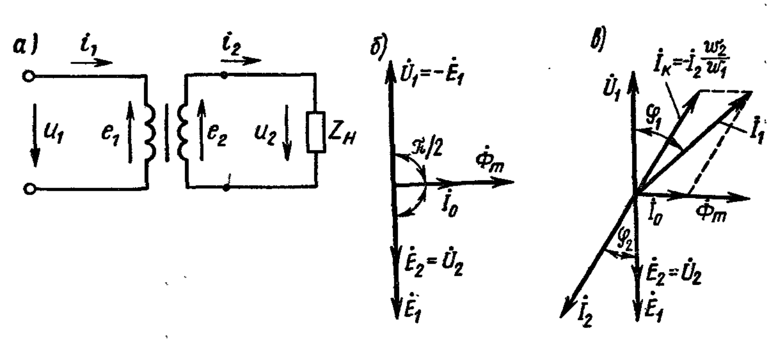


Рис. 2.22. Схема включения (*а*) и векторные диаграммы (*б*, *в*) идеализированного трансформатора

т. е. *напряжение, приложенное к первичной обмотке, практически полностью уравновешивается индуцированной в этой обмотке* ЭДС.

Если питающее напряжение u_1 изменяется по синусоидальному закону $u_1 = U_{1m} \sin \omega t$, то магнитный поток также изменяется синусоидально, отставая по фазе от приложенного напряжения на угол 90°,

$$\Phi = \int \frac{u_1}{w_1} dt = \frac{U_{1m}}{w_1} \int \sin\omega t dt = -\Phi_m \cos\omega t + C = \Phi_m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right).$$

Можно показать, что постоянная интегрирования в установившемся режиме $C = 0$.

Связь между ЭДС и магнитным потоком определяется из уравнения

$$e_1 = -w_1 \frac{d}{dt}\left[\Phi_m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)\right] = -w_1 \omega \Phi_m \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) =$$

$$= 2\pi f w_1 \Phi_m \cos(\omega t - \pi/2),$$

и выражается для амплитудного значения ЭДС формулой $E_{1m} = 2\pi f w_1 \Phi_m$ или для действующего значения формулой

$$\boxed{E_1 = 4{,}44 f w_1 \Phi_m.} \qquad (2.8)$$

Учитывая синусоидальный характер изменения напряжения u_1 и ЭДС e_1, уравнение (2.7) можно представить в комплексной форме:

$$\boxed{\dot{U} + \dot{E}_1 = 0.} \qquad (2.9)$$

Уравнение (2.9) справедливо для идеализированного трансформатора, в котором пренебрежимо мало активное сопротивление обмоток и отсутствуют потери в стали магнитопровода. Однако, несмотря на принятые допущения, оно правильно определяет сущность качественных процессов, происходящих в трансформаторе, и поэтому является одним из фундаментальных в теории электрических машин. Количественные ошибки, вызванные идеализацией трансформатора, можно всегда довольно легко подсчитать.

Предположив, что насыщение в стали трансформатора отсутствует и весь магнитный поток замыкается по стальному магнитопроводу, можно считать ток первичной обмотки идеализированного трансформатора прямо пропорциональным магнитному потоку. В связи с этим на векторной диаграмме идеализированного трансформатора в режиме холостого хода (рис. 2.22,*б*) ток холостого хода $\dot{I}_0$ изображен вектором, совпадающим по направлению с вектором магнитного потока $\dot{\Phi}_m$. На этой же диаграмме векторы ЭДС $\dot{E}_1$ и напряжения

$\dot{U}_1$ показаны в противофазе в соответствии с уравнением (2.9), а вектор магнитного потока $\dot{\Phi}_m$ опережает вектор ЭДС на 90°. Поскольку магнитный поток не имеет действующего значения, на диаграмме показано его амплитудное значение. Там же показан вектор ЭДС $\dot{E}_2$, совпадающий по фазе с вектором $\dot{E}_1$, так как ЭДС E_2 индуцируется тем же самым магнитным потоком, что и E_1, и может быть определена по формуле

$$\boxed{E_2 = 4{,}44 f w_2 \Phi_m.} \quad (2.10)$$

При работе **под нагрузкой** для первичной обмотки идеализированного трансформатора можно написать уравнение

$$u_1 = w_1 \frac{d\Phi_1}{dt} + w_1 \frac{d\Phi_2}{dt} = w_1 \frac{d}{dt}(\Phi_1 + \Phi_2),$$

где Φ_1 и Φ_2 – потоки, создаваемые токами первичной и вторичной обмоток.

Обозначая, как и при холостом ходе, $e_1 = -w_1 \frac{d}{dt}(\Phi_1 + \Phi_2)$, получаем

$$u_1 + e_1 = 0,$$

т. е. такое же соотношение, что и при холостом ходе. Очевидно, если первичное напряжение при нагрузке идеализированного трансформатора остается неизменным, то величина ЭДС e_1 такая же, как и при холостом ходе. Следовательно, результирующий поток при нагрузке равен потоку при холостом ходе:

$$\Phi_1 + \Phi_2 = \Phi_0,$$

или в комплексной форме

$$\dot{\Phi}_{m1} + \dot{\Phi}_{m2} = \dot{\Phi}_{m0}. \quad (2.11)$$

Неизменность магнитного потока при переходе от режима холостого хода к режиму нагрузки является важнейшим свойством трансформатора. Из этого свойства следует закон равновесия магнитодвижущих сил (МДС) в трансформаторе:

$$\boxed{\dot{F}_1 + \dot{F}_2 = \dot{F}_0,} \quad (2.12)$$

где F_1 и F_2 – МДС, создаваемые первичной и вторичной обмотками трансформатора при нагрузке; F_0 – МДС, создаваемая первичной обмоткой при холостом ходе.

При переменном токе оперируют с амплитудами МДС; при этом из (2.12) следует, что

$$\sqrt{2}\dot{I}_1 w_1 + \sqrt{2}\dot{I}_2 w_2 = \sqrt{2}\dot{I}_0 w_1$$

или

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_0 + [-\dot{I}_2 (w_2/w_1)]. \qquad (2.13)$$

Для наглядности уравнение (2.13) можно представить иначе:

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_0 + \dot{I}_к, \qquad (2.14)$$

где $\dot{I}_к = -\dot{I}_2 (w_2/w_1)$ – нагрузочная составляющая тока первичной обмотки (компенсационный ток).

Таким образом, МДС, *создаваемая током* $I_к$, *равна по величине и противоположна по фазе* МДС *вторичной обмотки, т. е. компенсирует* МДС *вторичной обмотки*. Это обусловливает неизменность магнитного потока трансформатора. Векторная диаграмма идеализированного трансформатора, работающего под нагрузкой, показана на рис. 2.22, *в*. Мощность нагрузочной составляющей первичного тока равна мощности, отдаваемой трансформатором нагрузке, так как

$$I_к E_1 \cos\varphi_2 = I_2 (w_2/w_1) E_2 (w_1/w_2) \cos\varphi_2 = I_2 E_2 \cos\varphi_2.$$

Следовательно, *нагрузочная составляющая тока* I_1 *не только уравновешивает МДС вторичной обмотки, но и обеспечивает поступление в трансформатор из сети мощности, отдаваемой приемнику электрической энергии, подключенному к вторичной обмотке.*

Основные закономерности работы идеализированного трансформатора справедливы и для реальных трансформаторов.

§ 2.6. НАМАГНИЧИВАЮЩИЙ ТОК И ТОК ХОЛОСТОГО ХОДА

Намагничивающий ток. Величина и форма тока холостого хода определяются магнитным потоком трансформатора и свойствами его магнитной системы. Выше показано, что магнитный поток изменяется во времени синусоидально: $\Phi = \Phi_m \sin\omega t$, а его амплитуда определяется ЭДС:

$$\Phi_m = E_1/(4{,}44 f w_1). \qquad (2.15)$$

Так как при холостом ходе ЭДС практически равна напряжению, то *значение магнитного потока определяется напряжением первичной обмотки, ее числом витков и частотой.*

Свойства магнитной системы трансформатора описываются в основном магнитной характеристикой, представляющей собой графическое изображение зависимости магнитного потока Ф от МДС трансформатора F или намагничивающего тока I_μ, пропорционального МДС. Свойства электрических машин часто изображаются графически, так как многие зависимости,

и в первую очередь магнитная характеристика, имеют весьма сложное аналитическое выражение.

Магнитная характеристика трансформатора, как и других машин переменного тока, дает связь между амплитудными или мгновенными значениями потока и МДС. Зависимость потока от тока можно получить экспериментально или расчетно. При проектировании последний путь является единственным. Магнитную цепь трансформатора рассчитывают на основе закона полного тока. Для замкнутого контура магнитной цепи однофазного трансформатора (см. рис. 2.1) имеем

$$F = F_{ст} + F_{я} + F_{з}, \qquad (2.16)$$

где $F_{ст} = H_{ст}l_{ст}$, $F_{я} = H_{я}l_{я}$, $F_{з} = H_{з}l_{з}$ – магнитные напряжения в стержнях, ярмах и стыках, $H_{ст}$, $H_{я}$ и $H_{з}$ – напряженности магнитного поля на этих участках магнитной системы, $l_{ст}$, $l_{я}$ и $l_{з}$ – средние длины магнитных линий.

Напряженности магнитного поля $H_{ст}$ и $H_{я}$ определяют в зависимости от магнитных индукций в стержнях и ярмах по экспериментальным данным для электротехнических сталей, из которых выполнены эти участки магнитной цепи.

Для примера в табл. 2.1 показана зависимость $H = f(B)$ для электротехнической холоднокатаной стали марки 3413 при постоянном токе и переменном токе частотой 50 Гц.

В расчетных участках магнитопровода магнитная индукция $B = \Phi/S$, где S – площадь поперечного сечения данного участка магнитопровода. Длину магнитной линии принимают равной средней длине данного участка (стержня или ярма).

Для магнитопровода, собранного «впереплет» (см. рис. 2.5), зазор между стыками листов составляет около 0,5 мм. Однако конструктивно каждый стык перекрывается листом стали, и в зазоре между стержнем и ярмом магнитный поток частично замыкается по воздуху, а частично по стали. Поэтому магнитное напряжение $H_{з}l_{з}$ в стыках определяют по заводским экспериментальным данным, полученным для трансформаторов, сходных по конструкции и технологии изготовления.

Задаваясь значениями магнитного потока 25, 50, 75, 100 и 125% от номинального значения, определяют индукции на отдельных участках, по которым находят напряженности маг-

Таблица 2.1

Наименование	Значение величин										
B, Тл . . .	0,4	0,6	0,8	1,0	1,2	1,3	1,4	1,5	1,6	1,7	1,8
H, А/см . . .	0,13	0,18	0,30	0,54	1,24	1,80	2,55	3,8	5,2	7,2	12,0

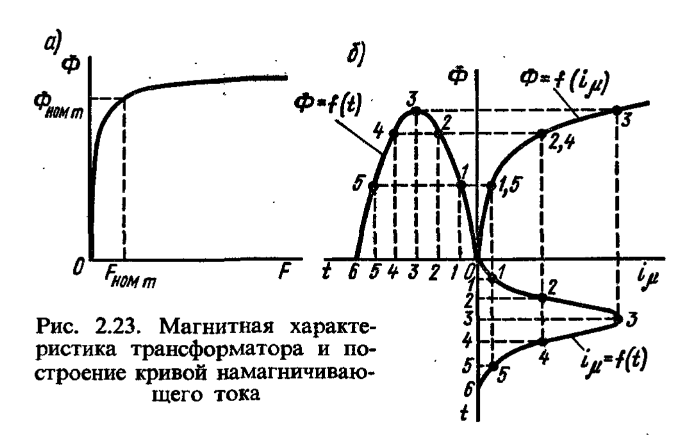


Рис. 2.23. Магнитная характеристика трансформатора и построение кривой намагничивающего тока

нитного поля $H_{ст}$, $H_я$ и $H_з$, а затем по формуле (2.16) – МДС, соответствующую выбранному значению магнитного потока. По полученным точкам строят магнитную характеристику трансформатора $Ф = f(F)$. Отличительной особенностью этой кривой (рис. 2.23, *а*) является то, что в ней практически отсутствует начальный линейный участок, типичный для других электрических машин.

Величину и форму кривой намагничивающего тока трансформатора легко определить графически (рис. 2.23, *б*). В левом верхнем квадранте изображена синусоидальная кривая изменения магнитного потока во времени, а в правом верхнем – кривая намагничивания трансформатора, в которой МДС заменена пропорциональным ей током $i_\mu = F/w_1$.

В правом нижнем квадранте показана искомая зависимость изменения во времени намагничивающего тока. Чтобы построить ее по кривой намагничивания для моментов времени 0, 1, 2, 3, 4, 5 и 6, определяют значения намагничивающего тока i_μ, соответствующие мгновенным значениям магнитного потока. Эта кривая несинусоидальна, так как зависимость между током i_μ и потоком Ф нелинейна. Чем сильнее насыщение магнитной системы, тем больше выражена несинусоидальность намагничивающего тока.

Для примера на рис. 2.24, *а*, *б* и *в* показаны графики намагничивающего тока реального трансформатора при трех различных значениях магнитного потока, которым соответствуют максимальные индукции B_m = 1,0; 1,4 и 2,0 Тл. Из графиков видно, что с увеличением индукции резко возрастает амплитуда намагничивающего тока и содержание высших гармонических, из которых наиболее ярко выражены третья и пятая. Амплитуда третьей гармонической $i_{\mu 3}$ при B_m = 1,0 Тл

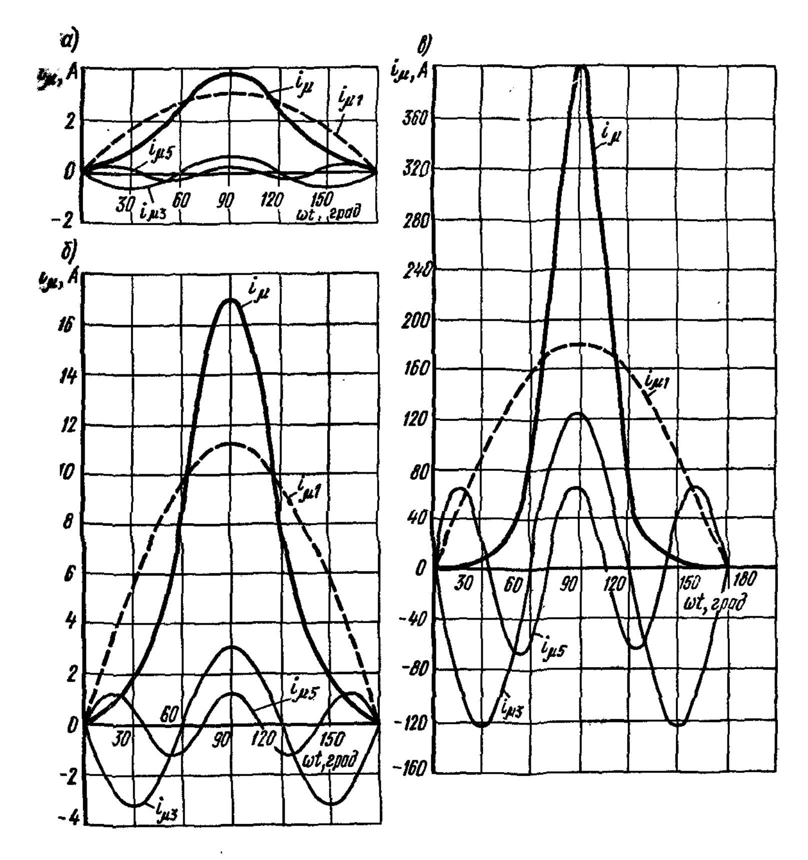


Рис. 2.24. Кривые намагничивающего тока при различных значениях индукции в магнитопроводе

составляет около 21 % от амплитуды основной гармонической; при $B_m = 1{,}4$ она увеличивается до 27,5 %, а при $B_m = 2{,}0$ – до 69 %. Аналогично увеличивается пятая гармоническая i_{μ_5} – соответственно 5,34, 11,5 и 35,5 %.

Действующее значение намагничивающего тока

$$I_\mu = \sqrt{I^2_{\mu_1} + I^2_{\mu_3} + I^2_{\mu_5} + I^2_{\mu_7} + \ldots} = \\ = I_{\mu_1}\sqrt{1 + \alpha^2 + \beta^2 + \gamma^2 + \ldots} = k_д I_{\mu_1}, \quad (2.17)$$

где α, β, γ, ... – коэффициенты, показывающие относительное содержание высших гармонических в кривой тока.

Для практических расчетов можно ограничиться учетом третьей и пятой гармонических. Зависимости коэффициентов

α и β для этих гармонических и коэффициента $k_д$ от максимальной индукции B_m в магнитопроводе приведены ниже

Индукция B_m, Тл	1,0	1,2	1,4	1,6	1,8	2,0
Коэффициент α	0,21	0,23	0,28	0,34	0,48	0,69
Коэффициент β	0,05	0,08	0,12	0,18	0,24	0,36
Коэффициент $k_д$	1,02	1,03	1,04	1,07	1,14	1,27

Следовательно, при индукциях $B_m = 1{,}6 \div 1{,}65$ Тл, применяемых обычно в магнитопроводах из холоднокатаных сталей, можно принять $I_\mu \approx I_{\mu_1}$, т. е. *считать действующее значение намагничивающего тока равным действующему значению его первой гармонической*. Это позволяет изображать вектором намагничивающий ток $\dot{I}_\mu$ на диаграмме трансформатора.

Приближенно действующее значение намагничивающего тока можно получить, разложив кривую тока в ряд Фурье и определив его основную гармоническую.

Более точно значение намагничивающего тока можно получить из формулы

$$I_{\mu_m} = \sqrt{2}(I_{\mu_1} + I_{\mu_3} + I_{\mu_5} + \ldots) = \sqrt{2} I_{\mu_1}(1 + \alpha + \beta + \gamma + \ldots),$$

откуда

$$I_{\mu_1} = I_{\mu_m}/[\sqrt{2}(1 + \alpha + \beta + \gamma + \ldots)]$$

или с учетом (2.17)

$$I_\mu = I_{\mu_1}\sqrt{(1 + \alpha + \beta + \gamma + \ldots)} =$$

$$= (I_{\mu_m}/\sqrt{2})\sqrt{(1 + \alpha^2 + \beta^2 + \gamma^2 + \ldots)}/(1 + \alpha + \beta + \gamma + \ldots). \quad (2.18)$$

Иногда в справочной литературе кривую намагничивания стали изображают не в виде $B_m = f(H_m)$, а в виде $B_m = f(H_{экв})$, где $H_{экв}$ – действующее значение напряженности. Это позволяет сразу находить ток $I_\mu = \sum (H_{экв} l)/w_1$, не производя разложения кривой тока в ряд Фурье.

Активная составляющая тока холостого хода. *Намагничивающий ток I_μ является главной составляющей тока холостого хода трансформатора I_0.* Этот *ток является реактивным*, т. е. $I_\mu = I_{0\,р}$. Однако реальный трансформатор в режиме холостого хода потребляет от источника переменного тока некоторую активную мощность, так как при переменном магнитном потоке в стальном магнитопроводе возникают потери энергии от гистерезиса и вихревых токов (магнитные потери $\Delta P_м$). Поэтому ток холостого хода I_0 должен иметь еще и *активную составляющую* $I_{0а} = \Delta P_м/U_1$, которая обеспечивает поступление в первичную обмотку мощности, компенсирующей магнитные

потери (электрическими потерями в первичной обмотке в этом режиме можно пренебречь из-за малости тока холостого хода). Следовательно, ток холостого хода

$$\boxed{\dot{I}_0 = \dot{I}_\mu + \dot{I}_{0a}} \quad \text{или} \quad \boxed{I_0 = \sqrt{I_\mu^2 + I_{0a}^2}.} \qquad (2.19)$$

Обычно при выполнении магнитопровода трансформатора из листовой электротехнической стали толщиной 0,28–0,50 мм и частоте 50 Гц активная составляющая тока I_{0a} не превышает 10% от тока I_0, поэтому *она оказывает весьма малое влияние на значение тока холостого хода* (изменяет его не более чем на 1%). *Форма кривой тока холостого хода определяется в основном кривой намагничивающего тока.*

При расчете магнитных потерь $\Delta P_м$ обычно используют приведенные в ГОСТах данные о величине полных потерь p_0 в килограмме стали данной марки (без разделения их на потери от вихревых токов и гистерезиса) в зависимости от значения индукции при определенных стандартной частоте и толщине листов. Полные потери в стали магнитопровода трансформатора $\Delta P_м = k_{доб}(p_{ст}M_{ст} + p_я M_я)$, где $k_{доб}$ – коэффициент, учитывающий увеличение потерь вследствие обработки стали, неравномерного распределения индукции на данном участке, несинусоидальности изменения индукции во времени и других факторов; $p_{ст}$ и $p_я$ – удельные потери в 1 кг стали стержней и ярма; $M_{ст}$ и $M_я$ – массы стержней и ярм.

Для примера в табл. 2.2 приведены значения этих потерь для холоднокатаной стали марки 3413 при частоте 50 Гц и толщине листов 0,35 мм.

Таблица 2.2

Индукция, Тл	0,9	1,0	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5	1,6	1,7	1,8
Удельные потери, Вт/кг	0,50	0,60	0,71	0,83	0,97	1,13	1,30	1,55	1,90	2,38

В холоднокатаных сталях потери минимальны, когда направление магнитного потока совпадает с направлением прокатки. Различие в этих направлениях приводит к резкому возрастанию потерь p_0. Так, например, если угол между этими направлениями составляет $\alpha = 20°$, то потери возрастают на 30%, при $\alpha = 40°$ – на 100% и при $\alpha = 60°$ – на 140%. Это требует применять в силовых трансформаторах магнитопроводы с косыми стыками, а в трансформаторах малой мощности навивать магнитопроводы из стальной ленты.

§ 2.7. КОМПЛЕКСНЫЕ УРАВНЕНИЯ И ВЕКТОРНАЯ ДИАГРАММА

В реальном трансформаторе помимо основного магнитного потока Ф, замыкающегося по стали и сцепленного со всеми обмотками трансформатора, имеются также потоки рассеяния $\Phi_{\sigma1}$ и $\Phi_{\sigma2}$ (рис. 2.25), которые сцеплены только с одной из обмоток. Потоки рассеяния не участвуют в передаче энергии, но создают в каждой из обмоток соответствующие ЭДС самоиндукции $E_{\sigma1} = 4{,}44 f w_1 \Phi_{\sigma1m}$; $E_{\sigma2} = 4{,}44 f w_2 \Phi_{\sigma2m}$.

С учетом ЭДС самоиндукции и падений напряжения в активных сопротивлениях обмоток можно составить комплексные уравнения для первичной и вторичной обмоток трансформатора. С учетом (2.13) получим следующую систему уравнений:

$$\left.\begin{aligned} \dot{U}_1 + \dot{E}_1 + \dot{E}_{\sigma1} &= \dot{I}_1 R_1; \\ \dot{E}_2 + \dot{E}_{\sigma2} &= \dot{I}_2 R_2 + \dot{I}_2 Z_{\text{н}}; \\ \dot{I}_1 &= \dot{I}_0 + (-\dot{I}_2 w_2/w_1), \end{aligned}\right\} \quad (2.20)$$

где $Z_{\text{н}}$ – сопротивление нагрузки, подключенной к трансформатору.

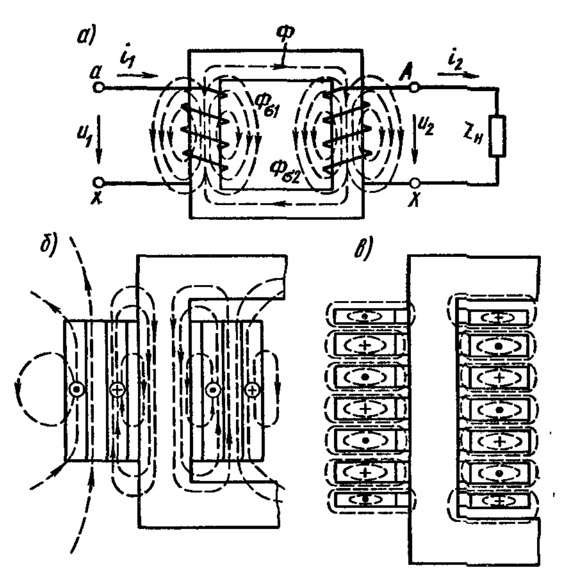


Рис. 2.25. Схема магнитных потоков в трансформаторе (*а*) и распределение потоков рассеяния при концентрической (*б*) и чередующейся (*в*) обмотках

Поскольку потоки рассеяния полностью или частично замыкаются по воздуху, они пропорциональны МДС соответствующих обмоток или соответствующим токам:

$$E_{\sigma 1} = I_1 X_1;\; E_{\sigma 2} = I_2 X_2. \qquad (2.21)$$

Величины X_1 и X_2 называют *индуктивными сопротивлениями обмоток трансформатора, обусловленными потоками рассеяния.*

Так как векторы ЭДС $\dot{E}_{\sigma 1}$ и $\dot{E}_{\sigma 2}$ отстают от соответствующих потоков и токов на 90°, то

$$\dot{E}_{\sigma 1} = -j\dot{I}_1 X_1;\; \dot{E}_{\sigma 2} = -j\dot{I}_2 X_2. \qquad (2.22)$$

При этом комплексные уравнения трансформатора примут вид

$$\boxed{\dot{U}_1 + \dot{E}_1 = \dot{I}_1 R_1 + j\dot{I}_1 X_1 = \dot{I}_1 \underline{Z}_1;} \qquad (2.23)$$

$$\boxed{\dot{E}_2 = \dot{I}_2 R_2 + j\dot{I}_2 X_2 + \dot{I}_2 \underline{Z}_{\text{н}} = \dot{I}_2 \underline{Z}_2 + \dot{I}_2 \underline{Z}_{\text{н}};} \qquad (2.24)$$

$$\boxed{\dot{I}_1 + (-\dot{I}_2 w_2/w_1) = \dot{I}_0.} \qquad (2.25)$$

Замена ЭДС $\dot{E}_{\sigma 1}$ и $\dot{E}_{\sigma 2}$ падениями напряжений $-j\dot{I}_1 X_1$ и $-j\dot{I}_2 X_2$ наглядно показывает роль потоков рассеяния: *они создают индуктивные падения напряжения в обмотках, не участвуя в передаче энергии из одной обмотки в другую.* Проще становится и построение векторной диаграммы, соответствующей системе уравнений (2.23)–(2.25), в которой целесообразно также заменить падение напряжения в нагрузке величиной $\dot{U}_2 = \dot{I}_2 \underline{Z}_{\text{н}}$, т. е. вторичным напряжением трансформатора, определяемым из (2.24):

$$\boxed{\dot{U}_2 = \dot{E}_2 - \dot{I}_2 R_2 - j\dot{I}_2 X_2.} \qquad (2.26)$$

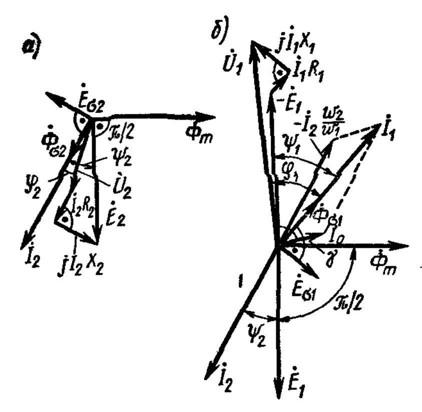


Рис. 2.26. Векторные диаграммы обмоток трансформатора при активно-индуктивной нагрузке

Векторную диаграмму вторичной обмотки трансформатора (рис. 2.26, *а*) строят согласно уравнению (2.26). Характер диаграммы определяется током нагрузки $\dot{I}_2$, который принимается заданным по величине и фазе. Иными словами, задаваясь векторами вторичных тока $\dot{I}_2$ и напряжения $\dot{U}_2$, можно построить вектор ЭДС

$$\dot{E}_2 = \dot{U}_2 + \dot{I}_2 R_2 + j\dot{I}_2 X_2, \quad (2.27)$$

если известны параметры трансформатора. Вектор $\dot{I}_2 R_2$ параллелен вектору тока $\dot{I}_2$, а вектор $j\dot{I}_2 X_2$ опережает вектор тока $\dot{I}_2$ на угол 90°. На диаграмме изображен и вектор магнитного потока $\dot{\Phi}_m$, который опережает вектор ЭДС $\dot{E}_2$ на 90°. Векторную диаграмму первичной обмотки трансформатора (рис. 2.26, *б*) строят в соответствии с уравнением

$$\boxed{\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 R_1 + j\dot{I}_1 X_1.} \quad (2.28)$$

Построение диаграммы начинают с вектора потока $\dot{\Phi}_m$, который создается током холостого хода $\dot{I}_0$, этот ток опережает вектор потока $\dot{\Phi}_m$ на угол $\gamma = 5 \div 10°$. Вектор ЭДС $\dot{E}_1$, как и $\dot{E}_2$, отстает от потока $\dot{\Phi}_m$ на угол 90°. Ток в первичной обмотке трансформатора $\dot{I}_1 = \dot{I}_0 + (-\dot{I}_2 w_2/w_1)$, поэтому на рис. 2.26, *б* нужно показать и вектор тока $\dot{I}_2$, сдвинутый на угол ψ_2 относительно вектора $\dot{E}_1$ (векторы $\dot{E}_1$ и $\dot{E}_2$ совпадают по направлению). Зная $\dot{I}_2$, можно изобразить вектор $-\dot{I}_2 w_2/w_1$ и получить вектор $\dot{I}_1$ как сумму векторов $\dot{I}_0$ и $-\dot{I}_2 w_2/w_1$.

Найдя вектор тока $\dot{I}_1$, можно определить значения векторов $\dot{I}_1 R_1$ и $j\dot{I}_1 X_1$ и построить искомый вектор напряжения $\dot{U}_1$ как сумму трех составляющих: векторов $-\dot{E}_1$ и падений напряжений в обмотках $\dot{I}_1 R_1$ и $j\dot{I}_1 X_1$.

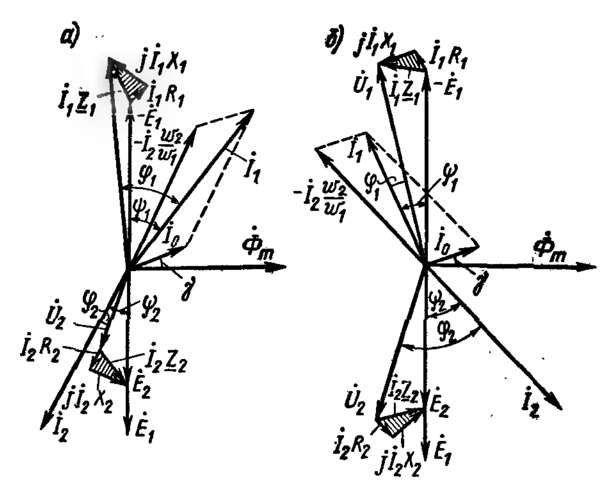


Рис. 2.27. Полные векторные диаграммы трансформатора при активно-индуктивной (*а*) и активно-емкостной (*б*) нагрузках

Целесообразнее строить общую диаграмму трансформатора для его первичной и вторичной обмоток (рис. 2.27,*а*,*б*), хотя эти обмотки и не связаны между собой электрически.

§ 2.8. СХЕМА ЗАМЕЩЕНИЯ ТРАНСФОРМАТОРА

Составление схемы замещения. Систему уравнений (2.23)–(2.25), описывающую электромагнитные процессы в трансформаторе, можно свести к одному уравнению, если учесть, что $E_1 = kE_2$, и положить

$$\dot{E}_1 = \dot{I}_0 \underline{Z}_m = \dot{I}_0 (R_m + jX_m). \qquad (2.29)$$

При этом параметры R_m и X_m следует выбрать так, чтобы в режиме холостого хода, когда ЭДС E_1 практически равна номинальному напряжению U_1, ток

$$\dot{I}_0 = \dot{E}_1/(R_m + jX_m) = \dot{E}_1/\underline{Z}_m \qquad (2.30)$$

по модулю равнялся бы действующему значению тока холостого хода, а мощностью $I_0 E_1 \cos\varphi_0 = I_0 R_m^2$ – мощности, забираемой трансформатором из сети при холостом ходе.

Решим систему уравнений (2.23)–(2.25) относительно первичного тока

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{U}_1}{\underline{Z}_1 + [\underline{Z}_m(k^2\underline{Z}_н + k^2\underline{Z}_2]/[\underline{Z}_m + (k^2\underline{Z}_н + k^2\underline{Z}_2)]} = \frac{\dot{U}_1}{\underline{Z}_{экв}}. \qquad (2.31)$$

В соответствии с уравнением (2.31) трансформатор можно заменить электрической схемой, по которой можно определить токи $\dot{I}_1$ и $\dot{I}_2$, мощность P_1, забираемую из сети, мощность потерь ΔP и т. п. Такую электрическую схему называют *схемой замещения трансформатора* (рис. 2.28).

Эквивалентное сопротивление этой схемы

$$\underline{Z}_{экв} = \underline{Z}_1 + [\underline{Z}_m(\underline{Z}'_н + \underline{Z}'_2)]/[\underline{Z}_m + (\underline{Z}'_н + \underline{Z}'_2)], \qquad (2.32)$$

где $\underline{Z}_1 = R_1 + jX_1$;
$\underline{Z}_m = R_m + jX_m$;
$\underline{Z}'_2 = k^2\underline{Z}_2 = k^2(R_2 + jX_2)$;
$\underline{Z}'_н = k^2\underline{Z}_н$.

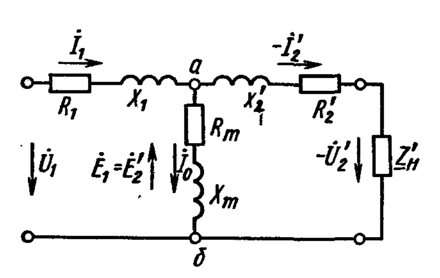


Рис. 2.28. Схема замещения трансформатора

Схема замещения трансформатора представляет собой сочетание двух схем замещения – первичной и вторичной обмоток, которые соединены между собой в точках *а* и *б*.

В цепи первичной обмотки включены сопротивления R_1 и X_1, а в цепи вторичной обмотки – сопротивления R'_2 и X'_2. Участок схемы замещения между точками *а* и *б*, по которому проходит ток I_0, называют *намагничивающим контуром*. На вход схемы замещения подают напряжение $\dot{U}_1$, к выходу ее подключают переменное сопротивление нагрузки $Z'_н$, к которому приложено напряжение $-\dot{U}'_2$.

Сопротивления $\underline{Z}'_н$ (и его составляющие $R'_2 = R_2k^2$ и $X'_2 = X_2k^2$), а также $Z'_н$ называют соответственно *сопротивлениями вторичной обмотки и нагрузки, приведенными к первичной обмотке*. Аналогично приведенными называют значения ЭДС и тока: $E'_2 = kE_2 = E_1$; $I'_2 = I_2/k$.

Полная мощность *приведенного контура вторичной обмотки* в схеме замещения равна мощности вторичной обмотки реального трансформатора: $I'_2E'_2 = (I_2/k)\,E_2k = I_2E_2$, а мощность электрических потерь в приведенном вторичном контуре этой схемы равна мощности потерь во вторичной обмотке реального трансформатора: $I'^2_2R'_2 = (I_2/k)^2R_2k^2 = I_2^2R_2$.

Относительные падения напряжений в активном и индуктивном сопротивлениях приведенного вторичного контура также остаются неизменными, как и в реальном трансформаторе:

$$I'_2R'_2/E'_2 = (I_2/k)k^2R_2/(kE_2) = I_2R_2/E_2;$$

$$I'_2X'_2/E'_2 = (I_2/k)k^2X_2/(kE_2) = I_2X_2/E_2.$$

Физически переход от реального трансформатора к имитирующей его электрической схеме замещения можно наглядно представить состоящим из четырех этапов (рис. 2.29).

1-й этап. Реальный трансформатор заменяют идеализированным трансформатором *Тр*, в цепь первичной обмотки которого включают сопротивления R_1 и X_1, а в цепь вторичной обмотки – R_2 и X_2 (рис. 2.29, *а*).

2-й этап. Параметры вторичной обмотки приводят к параметрам первичной, в результате чего ЭДС обмоток оказываются равными: $E_1 = E'_2$.

3-й этап. Соединяют эквипотенциальные точки *а* и *а'*; *б* и *б'* (рис. 2.29, *б*).

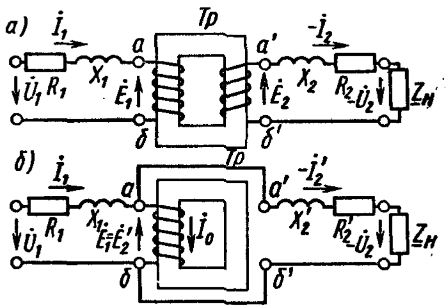


Рис. 2.29. Эквивалентные схемы для приведения вторичной обмотки к первичной

4-й этап. Включают дополнительный намагничивающий контур, по которому проходит составляющая $\dot{I}_0$ первичного тока.

На практике приводят как вторичную обмотку к первичной, так и первичную ко вторичной, в зависимости от того, какие процессы интересуют инженера. Отметим, что параметры схемы замещения можно считать постоянными только при небольших изменениях первичного напряжения, т. е. в пределах $\pm 10\%$. Это в первую очередь относится к намагничивающему контуру с сопротивлением $\underline{Z}_m = R_m + jX_m$, параметры которого определяют ток $\dot{I}_0$. С увеличением напряжения происходит насыщение стали магнитопровода, вследствие чего уменьшается величина X_m (намагничивающий ток резко возрастает).

Определение параметров схемы замещения. Параметры схемы замещения для любого трансформатора можно определить по данным опытов холостого хода и короткого замыкания (рис. 2.30).

Опыт холостого хода. К зажимам одной из обмоток посредством регулятора напряжения (*PH*) (рис. 2.30, *а*) подводят номинальное напряжение $U_0 = U_{1\,ном}$; к другой обмотке подключают вольтметр (ее можно считать разомкнутой). Измерив ток холостого хода I_0 и мощность P_0, потребляемую трансформатором, согласно схеме замещения (рис. 2.31, *а*) находим

$$\left.\begin{aligned} Z_1 + Z_m = U_0/I_0;\ R_1 + R_m = P_0/I_0^2; \\ X_1 + X_m = \sqrt{(Z_1 + Z_m)^2 - (R_1 + R_m)^2}. \end{aligned}\right\} \tag{2.33}$$

Так как ток холостого хода мал по сравнению с номинальным током трансформатора, электрическими потерями $\Delta P_{эл1} = I_0^2 R_1$ пренебрегают и считают, что вся мощность, потребляемая трансформатором, расходуется на компенсацию магнитных потерь в стали магнитопровода. При этом

$$P_0 = I_0^2 (R_1 + R_m) \approx I_0^2 R_m, \tag{2.34}$$

откуда $R_m = P_0/I_0^2$.

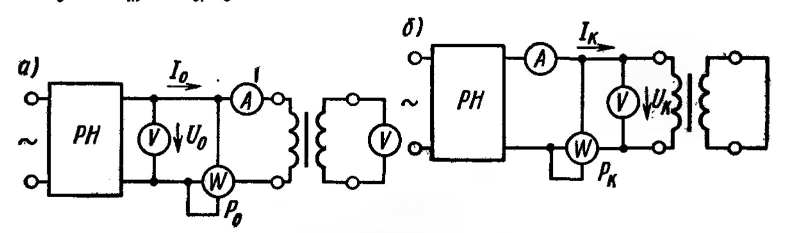


Рис. 2.30. Схемы проведения опытов холостого хода и короткого замыкания

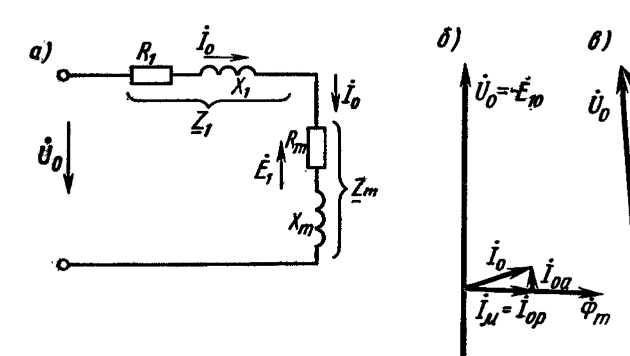


Рис. 2.31. Схема замещения трансформатора и его векторные диаграммы для режима холостого хода

Аналогично считают, что $X_1 + X_m \approx X_m$, так как сопротивление X_m определяется основным потоком трансформатора Ф (потоком взаимоиндукции), а X_1 – потоком рассеяния $\Phi_{\sigma 1}$, который во много раз меньше Ф. Поэтому с большой степенью точности полагают, что

$$Z_m = U_0/I_0;\ X_m = \sqrt{Z_m^2 - R_m^2}. \tag{2.35}$$

Измерив напряжения U_0 и U_{20} первичной и вторичной обмоток, определяют коэффициент трансформации

$$k = U_0/U_{20}. \tag{2.36}$$

Векторная диаграмма трансформатора в режиме холостого хода, построенная исходя из указанных выше допущений, изображена на рис. 2.31, *б*. В действительности ток $\dot I_0$ создает в первичной обмотке падения напряжения $\dot I_0 R_1$ и $j\dot I_0 X_1$, поэтому $\dot U_0 = -\dot E_{10} + \dot I_0 R_1 + j\dot I_0 X_1$.

Соответствующая векторная диаграмма показана на рис. 2.31, *в*.

Опыт короткого замыкания. Вторичную обмотку замыкают накоротко (сопротивление $Z_н = 0$), а к первичной посредством регулятора напряжения РН подводят пониженное напряжение $U_к$ (см. рис. 2.30, *б*) такого значения, при котором по обмоткам проходит номинальный ток $I_{ном}$. В мощных силовых трансформаторах напряжение $U_к$ при коротком замыкании обычно составляет 5–15% от номинального. В трансформаторах малой мощности напряжение $U_к$ может достигать 25–50% от $U_{ном}$.

Так как поток, замыкающийся по стальному магнитопроводу, зависит от напряжения, приложенного к первичной обмотке трансформатора, а магнитные потери в стали пропорциональны квадрату индукции, т. е. квадрату магнитного потока, то ввиду малости $U_к$ пренебрегают магнитными потерями в стали и током холостого хода. При этом из общей схемы замещения трансформатора исключают сопротивления R_m и X_m и преобразуют ее в схему, показанную на рис. 2.32, *а*. Параметры этой схемы определяют из следующих соотношений:

$$\left.\begin{aligned} Z_к &= Z_1 + Z'_2 = U_к/I_{ном}; \\ R_к &= R_1 + R'_2 = P_к/I^2_{ном}; \\ X_к &= X_1 + X'_2 = \sqrt{Z^2_к - R^2_к} \end{aligned}\right\} \qquad (2.37)$$

Разделить $Z_к$ на составляющие Z_1 и Z'_2 довольно трудно. Обычно принимают схему замещения симметричной, полагая $Z_1 = Z'_2 = 0{,}5Z_к$. Это допущение близко к действительности и не вносит ощутимых погрешностей в расчеты. Векторная диаграмма трансформатора при коротком замыкании показана на рис. 2.32, *б*.

Треугольник *ABC*, образуемый векторами активного, реактивного и полного падений напряжения, называют *треугольником короткого замыкания или характеристическим треугольником.*

При изменении режима работы трансформатора (тока нагрузки) катеты характеристического треугольника изменяются пропорционально изменению тока. Это позволяет, как показано ниже, очень просто перестраивать векторные диаграммы для упрощенной схемы замещения трансформатора и производить количественные расчеты. Катеты *BC* и *AC* называют соответственно *реактивной и активной составляющими напряжения короткого замыкания.* В ГОСТах и паспортах трансформаторов указывают относительное напряжение

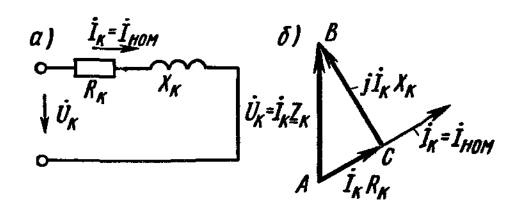


Рис. 2.32. Схема замещения трансформатора и его векторная диаграмма для режима короткого замыкания

короткого замыкания при номинальном токе в процентах от номинального напряжения:

$$u_к = (I_{ном} Z_к / U_{ном})\, 100. \tag{2.38}$$

Аналогично можно выразить относительные значения его активной и реактивной составляющих (в %):

$$u_{к.а} = (I_{ном} R_к / U_{ном})\, 100; \quad u_{к.р} = (I_{ном} X_к / U_{ном})\, 100. \tag{2.39}$$

При этом

$$u_{к.а} = u_к \cos\varphi_к; \quad u_{к.р} = u_к \sin\varphi_к;$$
$$u_к = \sqrt{u_{к.а}^2 + u_{к.р}^2}. \tag{2.40}$$

При расчете параметров трансформатора по (2.37) не имеет значения, на какой из обмоток проводится опыт короткого замыкания. Обычно его удобнее проводить, замыкая накоротко обмотку с меньшим числом витков, но вообще следует исходить из удобства подбора приборов и обеспечения условий техники безопасности.

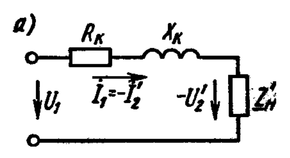
По известному значению $u_к$ можно определить установившийся ток короткого замыкания в реальных условиях эксплуатации (при номинальном напряжении):

$$I_к = U_{ном}/Z_к = U_{ном}/[u_к U_{ном}/(100 I_{ном})] = 100 I_{ном}/u_к. \tag{2.41}$$

Обычно в силовых трансформаторах большой и средней мощности значение $u_к$ составляет 5–15 %. Поэтому ток короткого замыкания в них в 7–20 раз превышает номинальный. Как правило, чем больше мощность и напряжение силового трансформатора, тем выше напряжение короткого замыкания $u_к$ (%).

§ 2.9. ИЗМЕНЕНИЕ ВТОРИЧНОГО НАПРЯЖЕНИЯ И ВНЕШНИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Изменение напряжения. Поскольку ток холостого хода в силовых трансформаторах большой и средней мощности сравнительно мал (0,5–3 % от номинального), во многих случаях при расчетах используют упрощенную схему замещения (рис. 2.33, *а*) без намагничивающего контура. В этой схеме активные сопротивления R_1 и R_2' первичной и вторичной обмоток соединены последовательно и образуют результирующее активное сопротивление $R_к = R_1 + R_2'$. Аналогично индуктивные сопротивления X_1 и X_2' образуют результирующее индуктивное сопротивление $X_к = X_1 + X_2'$. Погрешность в определении первичного тока, вызванная таким упрощением, при нагрузках, близких



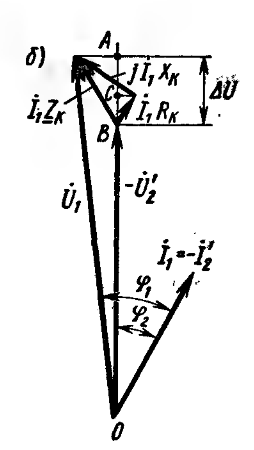


Рис. 2.33. Упрощенная схема замещения трансформатора и ее векторная диаграмма при активно-индуктивной нагрузке

к номинальной, составляет примерно 0,1 %, что вполне допустимо.

Для упрощенной схемы замещения можно построить векторную диаграмму (рис. 2.33, *б*). В этой диаграмме вектор $\dot{I}_1R_к$ представляет собой результирующее активное падение напряжения в приведенном трансформаторе, вектор $j\dot{I}_1X_к$ – результирующее реактивное падение напряжения, а вектор $\dot{I}_1\underline{Z}_к$ – результирующее полное падение напряжения. При этом

$$\dot{I}_1\underline{Z}_к = \dot{I}_1R_к + j\dot{I}_1X_к. \qquad (2.42)$$

Если известны значения $u_{к.а}$, $u_{к.р}$ и $u_к$, то полное падение напряжения в трансформаторе и его активная и реактивная составляющие:

$$I_1Z_к = \beta u_к U_{ном}/100; \; I_1R_к = \beta u_{к.а} U_{ном}/100;$$
$$I_1X_к = \beta u_{к.р} U_{ном}/100,$$

где $\beta = I_2/I_{2ном} \approx I_1/I_{1ном}$ – коэффициент нагрузки.

Векторная диаграмма, представленная на рис. 2.33, *б*, позволяет также определить изменение напряжения трансформатора в зависимости от нагрузки. Обычно его рассчитывают при постоянном значении $U_1 = U_{1ном}$ и номинальной частоте $f_{ном}$ как отношение алгебраической разности значений вторичного напряжения при холостом ходе U_{20} и нагрузке U_2 к напряжению U_{20} при холостом ходе и выражают в процентах:

$$\Delta u = (U_{20} - U_2)\,100/U_{20} = (U'_{20} - U'_2)\,100/U'_{20}. \qquad (2.43)$$

Так как при холостом ходе отсутствуют падения напряжения в обмотках трансформатора, то $U'_{20} = U_1$, и при номинальном значении $U_1 = U_{1ном}$

$$\Delta u = [(U_{1ном} - U'_2)/U_{1ном}]\,100. \tag{2.44}$$

Из диаграммы (рис. 2.33, *б*) следует, что из-за малости угла $\varphi_1 - \varphi_2$ за модуль вектора $\dot{U}_1$ приближенно можно принять его проекцию на направление вектора $-\dot{U}'_2$, т. е. отрезок OA. Тогда $\Delta U = U_1 - U'_2 = \overline{OA} - \overline{OB} = \overline{BA}$.

Спроектировав аналогично векторы $\dot{I}_1 R_к$ и $j\dot{I}_1 X_к$ на направление вектора $\dot{U}'_2$, получим

$$\Delta U = \overline{BA} = \overline{BC} + \overline{CA} = I_1 R_к \cos\varphi_2 + I_1 X_к \sin\varphi_2.$$

Таким образом, относительное изменение напряжения (%)

$$\Delta u = [(I_1 R_к \cos\varphi_2 + I_1 X_к \sin\varphi_2)/U_{ном}]\,100. \tag{2.45}$$

При номинальной нагрузке формула (2.45) принимает вид

$$\Delta u_{ном} = [(I_{ном} R_к \cos\varphi_2 + I_{ном} X_к \sin\varphi_2)/U_{ном}]\,100,$$

или

$$\Delta u_{ном} = u_{к.а} \cos\varphi_2 + u_{к.р} \sin\varphi_2.$$

Из (2.45) следует, что *изменение напряжения трансформатора пропорционально току нагрузки* $I'_2 \approx I_1$ *и зависит от угла* φ_2. Поэтому, используя понятие коэффициента нагрузки $\beta = I_2/I_{2ном} \approx I_1/I_{1ном}$, получаем

$$\Delta u = \beta\,\Delta u_{ном} = \beta\,(u_{к.а} \cos\varphi_2 + u_{к.р} \sin\varphi_2). \tag{2.46}$$

Более точная формула, используемая для силовых трансформаторов, имеет вид

$$\Delta u = \beta\,(u_{к.а} \cos\varphi_2 + u_{к.р} \sin\varphi_2) + \frac{\beta^2 (u_{к.р} \cos\varphi_2 - u_{к.а} \sin\varphi_2)^2}{200}. \tag{2.47}$$

Однако и формула (2.46) дает результат, точность которого вполне приемлема в большинстве практически встречающихся случаев.

Внешние характеристики. Зависимость $U_2 = f(I_2)$ или $U_2 = f(\beta)$ при $U_1 = U_{1ном} = \text{const}$, $f = f_{ном} = \text{const}$ и $\cos\varphi_2 = \text{const}$ называют *внешней характеристикой трансформатора*. Для ее построения можно использовать формулу

$$U'_2 = U_{1ном}(1 - \Delta u/100) = U_{1ном}[1 - \beta\,(u_{к.а} \cos\varphi_2 + u_{к.р} \sin\varphi_2)/100 - \beta^2 (u_{к.р} \cos\varphi_2 - u_{к.а} \sin\varphi_2)^2/20000]. \tag{2.48}$$

В пределах изменения коэффициента нагрузки β от 0 до 1 внешние характеристики практически прямолинейны (рис. 2.34, *а*).

Напряжение короткого замыкания $u_к$, его составляющие $u_{к.а}$ и $u_{к.р}$ зависят в определенной степени от номинальной мощности трансформатора. *В трансформаторах средней и большой*

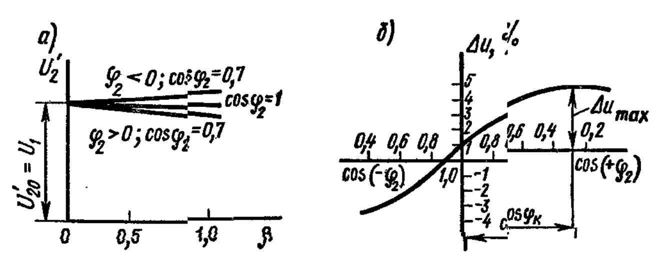


Рис. 2.34. Внешние характеристики трансформаторов и график изменения Δu

мощности реактивная составляющая напряжения короткого замыкания значительно больше, чем активная. Поэтому в таких трансформаторах *реактивная нагрузка вызывает большее изменение напряжения* U_2', *чем активная,* т. е. чем меньше $\cos\varphi_2$, тем ниже проходит внешняя характеристика и значительнее изменяется напряжение U_2'. При активно-индуктивной нагрузке всегда напряжение $U_2' < U_1$; при активно-емкостной нагрузке и некоторых углах φ_2 оно может стать большим U_1 [в формуле (2.48) при $\varphi_2 < 0$ члены, содержащие $\sin\varphi_2$, становятся отрицательными]. При заданном значении β относительное изменение напряжения Δu зависит от величины угла φ_2. При активной нагрузке величина Δu невелика; при активно-индуктивной нагрузке она возрастает и достигает максимального значения, когда $\varphi_2 = \varphi_к$; при активно-емкостной нагрузке эта величина может стать отрицательной (рис. 2.34, *б*).

Характер изменения вторичного напряжения в трансформаторах средней и большой мощности (при $X_к > R_к$) при различных значениях угла φ_2 показан на рис. 2.35. При $\varphi_2 > 0$ (рис. 2.35, *а*) увеличение нагрузки приводит к довольно быстро-

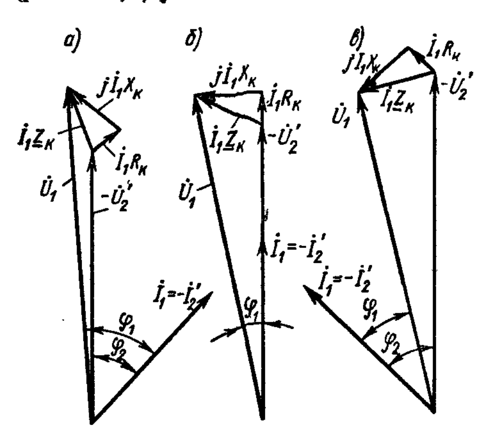


Рис. 2.35. Упрощенные векторные диаграммы трансформатора при различных значениях угла φ_2

му возрастанию алгебраической разности $\Delta U = U_1 - U'_2$. При $\varphi_2 = 0$ (рис. 2.35,*б*) величина ΔU возрастает с увеличением нагрузки в значительно меньшей степени. При $\varphi_2 < 0$ (рис. 2.35,*в*), т. е. когда ток I'_2 опережает напряжение U'_2 (активно-емкостная нагрузка), величина ΔU может изменить свой знак.

Изменение вторичного напряжения трансформатора при переменной нагрузке можно определить по диаграммам, приведенным на рис. 2.36. Если $U_1 = \text{const}$ и $\varphi_2 = \text{const}$, а изменяется только ток I'_2 (модуль вектора $\dot{I}'_2$), то используется диаграмма (рис. 2.36,*а*). В этой диаграмме угол $BCE = (\varphi_к - \varphi_2) = \text{const}$. Как внешний угол треугольника BCA он равен сумме углов ABC и CAB, которые опираются соответственно на дуги BC и CA. Следовательно, и угол AFB также равен разности $\varphi_к - \varphi_2$, так как он опирается на дугу BCA. При изменении тока нагрузки I'_2 изменяются стороны треугольника падения напряжений BCD и положение векторов $\dot{I}_1\underline{Z}_к$ и $-\dot{U}'_2$, но угол $\varphi_к - \varphi_2$ остается неизменным. Следовательно, точка C перемещается по дуге BCA окружности с диаметром $\overline{BF} = U_1/[\sin(\varphi_к - \varphi_2)]$. Изменение напряжения трансформатора $\Delta U = U_1 - U'_2$ определяется отрезком $\overline{CE}$, отсекаемым на продолжении вектора $-\dot{U}'_2$ дугой BE, проведенной из точки A радиусом $\overline{AB}$.

Если $U_1 = \text{const}$ и $I'_2 = \text{const}$, а изменяется только угол φ_2, то используется диаграмма (рис. 2.36,*б*). Для ее построения из точки O проводим полуокружность *1* радиусом $\overline{OB} = U_1$, а из точки O' – полуокружность *2* также радиусом $\overline{O'C} = U_1$. Так как треугольник $OD'O'$ равен треугольнику падений напряжений BCD, то полуокружность *1* представляет собой геометрическое

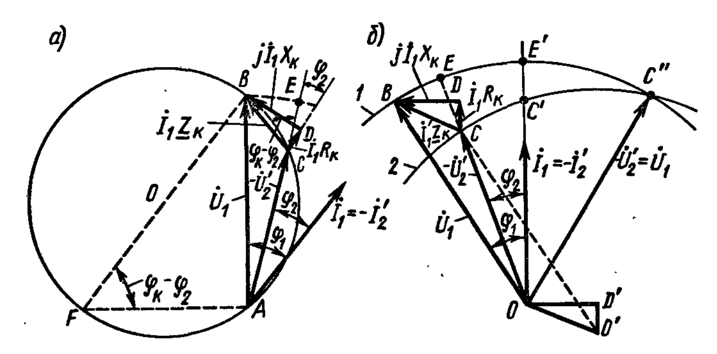


Рис. 2.36. Круговые диаграммы трансформатора при переменной нагрузке и $U_1 = \text{const}$:

а) – при $\varphi_2 = \text{const}$ и изменении тока I'_2; *б*) – при $I'_2 = \text{const}$ и изменении φ_2

место концов вектора $\dot{U}_1$, а полуокружность 2 — геометрическое место концов вектора $-\dot{U}'_2$. Отрезки $\overline{CE}$, расположенные между этими полуокружностями, представляют собой изменения напряжения $\Delta U = U_1 - U'_2$. Точки C' и E' соответствуют режиму, при котором $\varphi_2 = 0$, части окружностей 1 и 2, расположенные левее этих точек, — углам $\pi/2 > \varphi_2 > 0$ (активно-индуктивная нагрузка), а части, расположенные правее этих точек, — углам $-\pi/2 < \varphi_2 < 0$ (активно-емкостная нагрузка). В точке C'', соответствующей некоторой активно-емкостной нагрузке, $U_1 = U'_2$ и $\Delta U = 0$. В области правее этой точки $U'_2 > U_1$.

Уменьшение падения напряжения. Наличие индуктивных падений напряжения, вызываемых потоками рассеяния, ведет к нежелательному изменению напряжения трансформатора под нагрузкой. Чтобы уменьшить потоки рассеяния, первичные и вторичные обмотки выполняют на одних и тех же стержнях, по возможности приближая одну обмотку к другой. При концентрической обмотке на характер магнитного поля потоков рассеяния (см. рис. 2.25,*б*) влияют токи обеих обмоток, и при режимах нагрузки, близких к номинальной, можно считать, что $\dot{I}_1 = \dot{I}_0 - \dot{I}_2 w_2/w_1 \approx -\dot{I}_2 w_2/w_1$, т. е. МДС первичной и вторичной обмоток равны по величине и находятся в противофазе. Поэтому *сближение обмоток ведет к уменьшению потоков рассеяния.*

Минимальное расстояние между обмотками ограничивается электрической прочностью изоляционного промежутка. Вследствие этого высоковольтные трансформаторы, в которых изоляционный промежуток больше, имеют относительно бóльшие потоки рассеяния и напряжения короткого замыкания, чем низковольтные трансформаторы. При чередующейся обмотке (рис. 2.25,*в*) потоки рассеяния несколько больше, чем при концентрической.

§ 2.10. ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ ТРАНСФОРМАТОРОВ МАЛОЙ МОЩНОСТИ

Режим холостого хода. Трансформаторы средней и большой мощности проектируют так, чтобы потребляемая ими из сети реактивная мощность была невелика. При этом ток холостого хода должен быть сравнительно небольшим (обычно он не превышает нескольких процентов от номинального тока). В трансформаторах малой мощности при проектировании решающую роль играет получение минимально возможной массы и объема трансформатора, что приводит к существенному увеличению тока холостого хода. Его

значение при частоте 50 Гц и пластинчатых сердечниках достигает 30–60% номинального тока. Увеличению отношения $I_0/I_{\text{ном}}$ способствует также возрастающее влияние магнитного сопротивления в стыках магнитопровода при относительном уменьшении пути магнитного потока по его ферромагнитным элементам.

Зависимость отношения $I_0/I_{\text{ном}}$ от номинальной мощности можно представить в виде $I_0/I_{\text{ном}} \approx I_\mu/I_{\text{ном}} \approx Q_\mu/S_{\text{ном}} \approx \approx q_\mu M_{\text{ст}}/S_{\text{ном}}$, где $Q_\mu = q_\mu M_{\text{ст}}$ – намагничивающая мощность; q_μ – удельная намагничивающая мощность (на 1 кг массы стали магнитопровода), зависящая от индукции в стержнях, ярмах и стыках; $M_{\text{ст}}$ – масса стали магнитопровода.

Номинальная мощность трансформатора $S_{\text{ном}}$ приблизительно пропорциональна четвертой степени линейных размеров трансформатора, масса стали сердечника $M_{\text{ст}}$ – третьей степени этих размеров. Поэтому в геометрически подобных трансформаторах, имеющих одинаковые электромагнитные нагрузки (т. е. при $q_\mu = \text{const}$), при уменьшении номинальной мощности отношение $I_0/I_{\text{ном}}$ увеличивается. *Применение повышенной частоты способствует значительному уменьшению намагничивающего тока* и приближает условия работы трансформаторов малой мощности при холостом ходе к условиям работы силовых трансформаторов средней мощности.

Схема замещения и внешние характеристики. В трансформаторах малой мощности, работающих при частоте 50 Гц, потоки рассеяния относительно малы, и индуктивными сопротивлениями обмоток X_1 и X'_2 в некоторых случаях можно пренебречь. При этом схема замещения (рис. 2.37, *а*) содержит только активные сопротивления обмоток R_1 и R'_2.

Зависимость напряжения $u_{\text{к.а}}$ от номинальной мощности имеет вид

$$u_{\text{к.а}} = I_{\text{ном}}R_{\text{к}}/U_{1\text{ном}} = I^2_{\text{ном}}R_{\text{к}}/(U_{1\text{ном}}I_{\text{ном}}) = \Delta P_{\text{эл}}/S_{\text{ном}}.$$

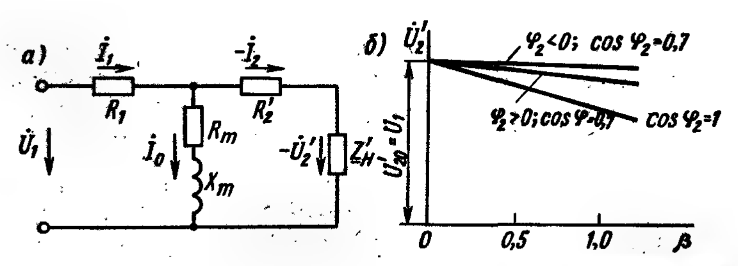


Рис. 2.37. Схема замещения и внешние характеристики трансформаторов малой мощности

В геометрически подобных трансформаторах при уменьшении номинальной мощности $S_{ном}$ электрические потери в обмотках $\Delta P_{эл}$ уменьшаются медленнее, чем мощность $S_{ном}$, поэтому падение напряжения $u_{к.а}$ в трансформаторах малой мощности значительно больше, чем в мощных трансформаторах. Соответственно меньше и отношение $I_к/I_{ном}$.

При увеличении частоты f номинальная мощность $S_{ном}$, которую может дать трансформатор заданных габаритных размеров, возрастает и отношение $\Delta P_{эл}/S_{ном}$ уменьшается, вследствие чего уменьшается и величина $u_{к.а}$. Поэтому увеличение частоты приближает условия работы трансформаторов малой мощности (соотношение между $u_{к.а}$ и $u_{к.р}$) к условиям работы мощных трансформаторов.

В трансформаторах малой мощности $u_{к.а} \gg u_{к.р}$, а следовательно, и *активная нагрузка вызывает большее изменение напряжения, чем реактивная.* При активно-индуктивной нагрузке чем меньше $\cos\varphi_2$, тем выше располагаются внешние характеристики. При активно-емкостной нагрузке они располагаются выше, чем при активной (рис. 2.37, *б*) и активно-индуктивной.

§ 2.11. КОЭФФИЦИЕНТ ПОЛЕЗНОГО ДЕЙСТВИЯ ТРАНСФОРМАТОРА

Энергетическая диаграмма. При работе в трансформаторе возникают потери энергии. *Коэффициентом полезного действия трансформатора* (КПД) называют отношение отдаваемой мощности P_2 к мощности P_1, поступающей в первичную обмотку:

$$\eta = P_2/P_1 = (U_2 I_2 \cos\varphi_2)/(U_1 I_1 \cos\varphi_1)$$

или

$$\eta = (P_1 - \Delta P)/P_1 = 1 - \Delta P/(P_2 + \Delta P), \qquad (2.49)$$

где ΔP — суммарные потери в трансформаторе.

Высокие значения КПД трансформаторов не позволяют определять его с достаточной степенью точности путем не-

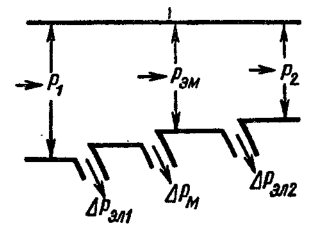


Рис. 2.38. Энергетическая диаграмма трансформатора

посредственного измерения мощностей P_1 и P_2, поэтому его вычисляют *косвенным методом* по значению потерь мощности.

Процесс преобразования энергии в трансформаторе характеризует энергетическая диаграмма (рис. 2.38). При передаче энергии из первичной обмотки во вторичную возникают электрические потери мощности в активных сопротивлениях первичной и вторичной обмоток $\Delta P_{эл1}$ и $\Delta P_{эл2}$, а также магнитные потери в стали магнитопровода $\Delta P_м$ (от вихревых токов и гистерезиса). Поэтому

$$P_2 = P_1 - \Delta P_{эл1} - \Delta P_{эл2} - \Delta P_м \tag{2.50}$$

и формулу (2.49) можно представить в виде

$$\eta = \frac{P_2}{P_2 + \Delta P_{эл1} + \Delta P_{эл2} + \Delta P_м} = 1 - \frac{\Delta P_{эл1} + \Delta P_{эл2} + \Delta P_м}{P_2 + \Delta P_{эл1} + \Delta P_{эл2} + \Delta P_м}. \tag{2.51}$$

Величину $P_{эм} = P_1 - \Delta P_{эл1} - \Delta P_м$, поступающую во вторичную обмотку, называют *внутренней электромагнитной мощностью трансформатора.* Она определяет габаритные размеры и массу трансформатора.

Определение потерь мощности. Согласно требованиям ГОСТа потери мощности в трансформаторе определяют по данным опытов холостого хода и короткого замыкания. Получаемый при этом результат имеет высокую точность, так как при указанных опытах трансформатор не отдает мощность нагрузке. Следовательно, вся мощность, поступающая в первичную обмотку, расходуется на компенсацию имеющихся в нем потерь.

При опыте холостого хода ток I_0 невелик и электрическими потерями мощности в первичной обмотке можно пренебречь. В то же время магнитный поток практически равен потоку при нагрузке, так как его величина определяется приложенным к трансформатору напряжением. Магнитные потери в стали пропорциональны квадрату значения магнитного потока. Следовательно, с достаточной точностью можно считать, что *магнитные потери в стали магнитопровода равны мощности, потребляемой трансформатором при холостом ходе и номинальном первичном напряжении,* т. е.

$$\Delta P_м \approx P_0. \tag{2.52}$$

Для определения суммарных электрических потерь согласно упрощенной схеме замещения (см. рис. 2.33, *а*) полагают, что $I'_2 = I_1$. При этом

$$\Delta P_{эл} = \Delta P_{эл1} + \Delta P_{эл2} = I_1^2 R_1 + I_2'^2 R_2 \approx I_2'^2 (R_1 + R'_2) \approx I_2'^2 R_к, \tag{2.53}$$

или

$$\Delta P_{эл} \approx \beta^2 I_{2\,ном}'^2 R_к \approx \beta^2 \Delta P_{эл.ном}, \quad (2.54)$$

где $\Delta P_{эл.ном}$ – суммарные электрические потери при номинальной нагрузке.

За расчетную температуру обмоток – условную температуру, к которой должны быть отнесены потери мощности $\Delta P_{эл}$ и напряжение $u_к$, принимают: для масляных и сухих трансформаторов с изоляцией классов нагревостойкости А, Е, В (см. § 12.1) температуру 75 °С; для трансформаторов с изоляцией классов нагревостойкости F, Н – температуру 115 °С.

Величину $\Delta P_{эл.ном} \approx I_{2\,ном}'^2 R_к \approx I_{1\,ном}^2 R_к$ можно с достаточной степенью точности принять равной мощности $P_к$, потребляемой трансформатором при опыте короткого замыкания, который проводится при номинальном токе нагрузки. При этом магнитные потери в стали $\Delta P_м$ весьма малы по сравнению с потерями $\Delta P_{эл}$ из-за сильного уменьшения напряжения U_1, а следовательно, и магнитного потока трансформатора и ими можно пренебречь. Таким образом,

$$\Delta P_{эл} = \beta^2 P_к. \quad (2.55)$$

Полные потери

$$\Delta P = P_0 + \beta^2 P_к. \quad (2.56)$$

Подставляя полученные значения P в (2.51) и учитывая, что $P_2 = U_2 I_2 \cos\varphi_2 \approx \beta S_{ном} \cos\varphi_2$, находим

$$\boxed{\eta = 1 - (\beta^2 P_к + P_0)/(\beta S_{ном} \cos\varphi_2 + \beta^2 P_к + P_0).} \quad (2.57)$$

Эта формула рекомендуется ГОСТом для определения КПД трансформатора. Значения P_0 и $P_к$ для силовых трансформаторов приведены в соответствующих стандартах и каталогах.

Зависимость КПД от нагрузки. По (2.57) можно построить зависимость КПД от нагрузки (рис. 2.39, *а*). При $\beta = 0$ полезная мощность и КПД равны нулю. С увеличением отдаваемой мощности КПД увеличивается, так как в энергетическом балансе уменьшается удельное значение магнитных потерь в стали, имеющих постоянное значение. При некотором значении $\beta_{опт}$ кривая КПД достигает максимума, после чего начинает уменьшаться с увеличением нагрузки. Причиной этого является сильное увеличение электрических потерь в обмотках, возрастающих пропорционально квадрату тока, т. е. пропорционально β^2, в то время как полезная мощность P_2 возрастает только пропорционально β.

Максимальное значение КПД в трансформаторах большой

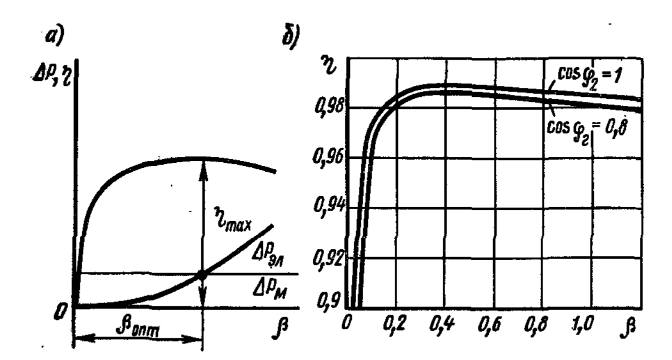


Рис. 2.39. Зависимость КПД трансформаторов η от нагрузки β

мощности достигает весьма высоких пределов (0,98–0,99). Оптимальный коэффициент нагрузки $\beta_{опт}$, при котором КПД имеет максимальное значение, можно определить, взяв первую производную $d\eta/d\beta$ по формуле (2.57) и приравняв ее нулю. При этом

$$\boxed{\beta_{опт}^2 P_к = P_0 \text{ или } \Delta P_{эл} = \Delta P_м.} \qquad (2.58)$$

Следовательно, КПД *имеет максимум при такой нагрузке, при которой электрические потери в обмотках равны магнитным потерям в стали.* Это условие (равенство постоянных и переменных потерь) приближенно справедливо и для других типов электрических машин. Для серийных силовых трансформаторов

$$\beta_{опт} = \sqrt{P_0/P_к} \approx \sqrt{0{,}2 \div 0{,}25} \approx 0{,}45 \div 0{,}5. \qquad (2.59)$$

Указанные значения $\beta_{опт}$ получены при проектировании трансформаторов на минимум приведенных затрат (на их приобретение и эксплуатацию). Наиболее вероятная нагрузка трансформатора соответствует $\beta = 0{,}5 \div 0{,}7$.

В трансформаторах максимум КПД выражен сравнительно слабо, т. е. он сохраняет высокое значение в довольно широком диапазоне изменения нагрузки ($0{,}4 < \beta < 1{,}5$). При уменьшении $\cos\varphi_2$ КПД снижается (рис. 2.39, *б*), так как возрастают токи I_2 и I_1, при которых трансформатор имеет заданную мощность P_2.

В трансформаторах малой мощности в связи с относительным увеличением потерь *КПД существенно меньше, чем в трансформаторах большой мощности.* Его значение составляет 0,6–0,8 для трансформаторов, мощность которых менее 50 Вт; при мощности 100–500 Вт КПД равен 0,90–0,92.

§ 2.12. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ТРЕХФАЗНОГО ТОКА

Преобразование трехфазного тока можно осуществлять с помощью группы из трех однофазных трансформаторов или посредством одного трехстержневого трехфазного трансформатора. Обычно используют трехстержневые трансформаторы. Только при очень больших мощностях (более 10 МВ · А в фазе) в ряде случаев применяют группы из трех однофазных трансформаторов, которые имеют существенные преимущества при транспортировке и монтаже (мощные высоковольтные трехфазные трансформаторы нетранспортабельны).

Трехфазная группа. На рис. 2.40 показано включение трех однофазных трансформаторов в трехфазную сеть. Первичные обмотки трансформаторов включены звездой и, следовательно, обмотка каждого трансформатора включена на фазное напряжение.

Если имеется нулевой провод, то работа трансформатора в трехфазной группе ничем не отличается от рассмотренной выше работы однофазного трансформатора. Поэтому в данном случае можно пользоваться векторной диаграммой и всеми уравнениями однофазного трансформатора.

При симметричной нагрузке необходимость в нулевом проводе отпадает; в этом случае также можно рассматривать работу только одной фазы, т. е. однофазный трансформатор.

Трехстержневой трехфазный трансформатор. Для объяснения принципа действия трехстержневого трехфазного трансформатора представим его в виде трех однофазных трансформаторов (рис. 2.41, *а*), у которых катушки размещены на стержнях *1*, *2* и *3*, а ярма *4*, *5* и *6* конструктивно объединены в одно общее ярмо. Через это ярмо проходит суммарный поток $\dot{\Phi}_{рез} = \dot{\Phi}_A + \dot{\Phi}_B + \dot{\Phi}_C$.

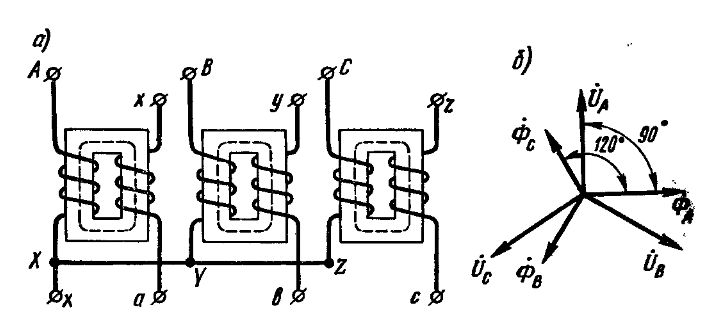


Рис. 2.40. Принципиальная схема трансформаторной группы из трех однофазных трансформаторов (*а*) и векторная диаграмма (*б*) потоков и напряжений в отдельных фазах

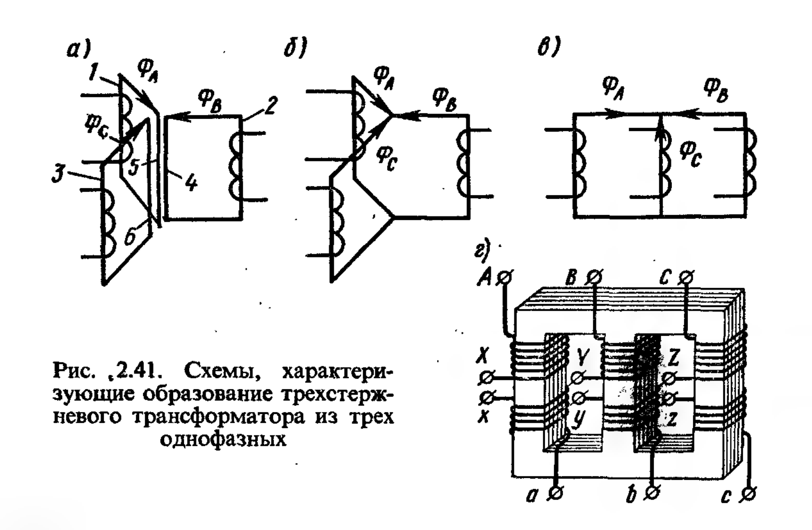


Рис. 2.41. Схемы, характеризующие образование трехстержневого трансформатора из трех однофазных

Однако если на первичные обмотки этих трансформаторов подать систему симметричных трехфазных напряжений (рис. 2.41, *б*), то сумма $\dot{Ф}_A$, $\dot{Ф}_B$ и $\dot{Ф}_C$ в любой момент времени будет равна нулю. Следовательно, трехфазный трансформатор можно выполнить без объединенного ярма для замыкания потоков отдельных фаз. Полученный таким образом симметричный трехстержневой трансформатор (рис. 2.41, *б*) можно сделать более компактным, несколько уменьшив длину магнитной цепи, по которой замыкается поток $Ф_C$, исключив из нее два ярма (рис. 2.41, *в*). Возникшая при этом небольшая магнитная несимметрия контуров, по которым проходят потоки отдельных фаз, вызывает несимметрию токов холостого хода этих фаз. Однако, как показано выше, при нагрузке ток холостого хода оказывает весьма малое влияние на токи в первичной и вторичной обмотках. В результате получаем трехстержневой трансформатор (рис. 2.41, *г*), в котором первичная и вторичная обмотки каждой фазы расположены на общем стержне. *При симметричном питающем напряжении и равномерной нагрузке* (являющейся наиболее распространенной) *все фазы трехфазного трансформатора находятся практически в одинаковых условиях.* Поэтому выведенные выше формулы и схемы замещения для однофазного трансформатора справедливы и для трехфазного трансформатора. Однако в режиме холостого хода, на который большое влияние оказывает схема соединения обмоток, имеются особенности.

Схемы соединения обмоток. Первичная и вторичная обмотки трехфазных трансформаторов могут быть соединены по схемам

«звезда», «звезда с выведенной нулевой точкой», «треугольники» или «зигзаг с выведенной нулевой точкой». Обычно обмотку высшего напряжения соединяют по схеме «звезда», что позволяет при заданном линейном напряжении иметь меньшее число витков в фазе. Согласно ГОСТу схему соединения «звезда» обозначают знаком Y, русской буквой *У* или латинской *Y*; схему «треугольник» – знаком Δ, русской буквой *Д* или греческой Δ; схему «зигзаг» – латинской буквой *Z*. Если нулевая точка обмотки выведена из трансформатора, то у буквенного обозначения ставят индекс н. Начала и концы обмотки ВН обозначают *A*, *B*, *C* и *X*, *Y*, *Z*; для обмотки НН – *a*, *b*, *c* и *x*, *y*, *z*; вывод нулевой точки – *O* (для ВН) и *o* (для НН). Схемы соединения обмоток *силовых трансформаторов, применяемых в Советском Союзе*, приведены в табл. 2.3.

Трехфазные трансформаторы характеризуются двумя коэффициентами трансформации:

а) ф а з н ы м – равным отношению числа витков $w_{ВН}$ *фазы обмотки ВН к числу витков* $w_{НН}$ фазы обмотки *НН* или же отношению фазных напряжений этих обмоток в режиме холостого хода:

$$k_ф = w_{ВН}/w_{НН} = U_{оф.ВН}/U_{оф.НН}\ ; \qquad (2.60)$$

б) л и н е й н ы м – равным отношению линейного напряжения обмотки ВН к линейному напряжению обмотки НН в режиме холостого хода:

Таблица 2.3

Схема соединения обмоток ВН	Схема соединения обмоток НН	Диаграмма векторов ЭДС ВН	Диаграмма векторов ЭДС НН	Условное обозначение
A B C	0 a b c	A B C	a b c	У/Ун-0
A B C	a b c	A B C	b c a	У/Д-11
0 A B C	a b c	A B C	b c a	Ун/Д-11
A B C	0 a b c	A B C	b c a	У/Zн-11
A B C	0 a b c	A B C	b c a	Д/Ун-11

$$k_л = U_{ол.ВН}/U_{ол.НН}. \quad (2.60а)$$

Для схем У/У и Д/Д коэффициенты трансформации равны: $k_л = k_ф$; для схемы У/Д линейный коэффициент $k_л = \sqrt{3} k_ф$, а для схемы Д/У – $k_л = k_ф/\sqrt{3}$.

При соединении обмотки трансформатора по схеме $Z_н$ (рис. 2.42, *а*) каждая фаза состоит из двух одинаковых катушек, которые размещены на разных стержнях и соединены между собой встречно так, чтобы векторы индуктируемых в них ЭДС вычитались (рис. 2.42, *б*).

Схема $Z_н$ неэкономична, так как при одном и том же фазном напряжении $U_ф$ она требует большего расхода обмоточного провода, чем при схемах У и Д. Это объясняется тем, что в рассматриваемой схеме фазное напряжение $U_ф$ в $\sqrt{3}$ раз больше напряжения $U_к$ на каждой катушке, а при размещении двух катушек на одном стержне и их последовательном соединении $U_ф = 2U_к$. Поэтому обычно схему $Z_н$ не применяют; ее используют только в трансформаторах для вентильных преобразователей (см. § 2.23).

Особенности режима холостого хода. В § 2.6 показано, что в однофазном трансформаторе из-за насыщения магнитной цепи ток холостого хода при синусоидальном магнитном потоке оказывается несинусоидальным, т. е. возникает ряд высших гармонических:

$$i_0 \approx I_{01m} \sin \omega t + I_{03m} \sin 3\omega t + \ldots .$$

В трехфазном трансформаторе выражения для тока холостого хода в фазах имеют вид

$$i_{0A} = I_{01m} \sin \omega t + I_{03m} \sin 3\omega t + \ldots ;$$

$$i_{0B} = I_{01m} \sin (\omega t - 2\pi/3) + I_{03m} \sin 3 (\omega t - 2\pi/3) + \ldots ;$$

$$i_{0C} = I_{01m} \sin (\omega t - 4\pi/3) + I_{03m} \sin 3 (\omega t - 4\pi/3) + \ldots .$$

Заметим, что третьи гармонические токов во всех фазах совпадают по времени: $i_{03A} = i_{03B} = i_{03C} = I_{03m} \sin 3\omega t$. При некоторых схемах включения обмоток это оказывает влияние на

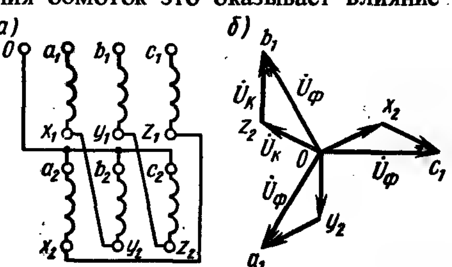


Рис. 2.42. Схема «зигзаг» и ее векторная диаграмма

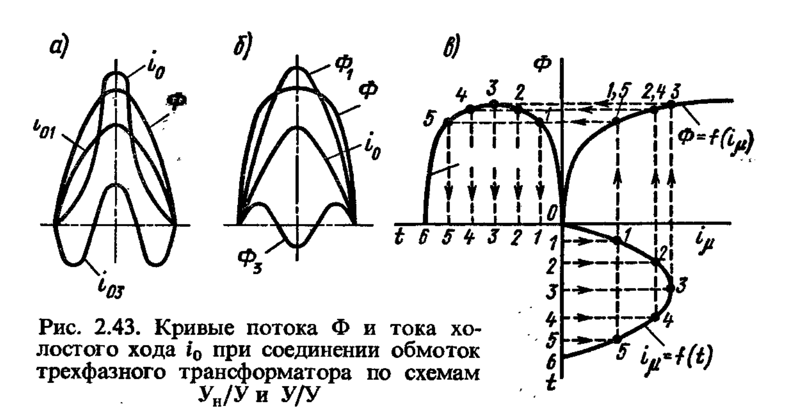


Рис. 2.43. Кривые потока Ф и тока холостого хода i_0 при соединении обмоток трехфазного трансформатора по схемам $У_н/У$ и $У/У$

форму кривой магнитного потока трансформатора, а следовательно, и на форму кривой ЭДС.

При соединении обмоток трансформатора по схеме $У_н/У$ третьи гармонические фазных токов замыкаются по нулевому проводу. При этом ток холостого хода i_0 в каждой фазе содержит третью гармоническую i_{03}, а поток Ф является синусоидальным, как в однофазном трансформаторе (рис. 2.43, *а*).

При соединении обмоток по схеме $У/У$ путь для замыкания третьих гармонических фазных токов отсутствует и ток холостого хода оказывается синусоидальным. В результате этого кривая магнитного потока Ф искажается (рис. 2.43, *б*) и приобретает плоскую форму; при этом поток содержит третью гармоническую $Ф_3$. Несинусоидальными являются и ЭДС, индуцированные в фазах,– они имеют заостренную форму. Построение кривой изменения магнитного потока Ф при синусоидальном изменении тока i_μ выполняется так же (рис. 2.43, *в*), как и построение кривой $i_\mu = f(t)$ (см. рис. 2.28, *б*), но в обратном порядке. Следует, однако, отметить, что в трехстержневом трансформаторе возникающие третьи гармонические потоков фаз $Ф_{A3}$, $Ф_{B3}$, $Ф_{C3}$ не могут замыкаться по стальному магнитопроводу, так как они аналогично третьим гармоническим токов совпадают по времени и, следовательно, в любой момент времени направлены по контуру магнитопровода встречно (рис. 2.44, *а*). Поэтому эти гармонические выходят из стержней и замыкаются от ярма к ярму через воздух, т. е. по пути, имеющему большое магнитное сопротивление. Вследствие этого третьи гармонические потоков малы и потоки фаз $Ф_A$, $Ф_B$ и $Ф_C$ в трехстержневом трансформаторе мало отличаются от синусоидальных.

Обычно амплитуды потоков фаз отличаются на 5–10% от амплитуд их первых гармонических, что вызывает соответ-

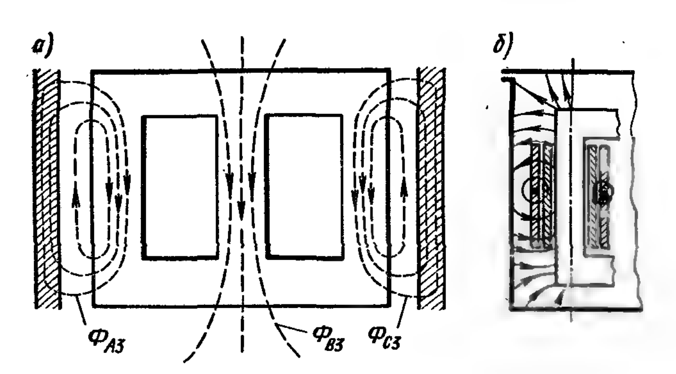


Рис. 2.44. Пути прохождения третьих гармонических потоков стержней в трехфазном трансформаторе

ствующее небольшое искажение формы кривой фазных ЭДС. Еще одним отрицательным последствием возникновения третьих гармонических потоков фаз является увеличение потерь мощности. Эти потоки в трехстержневом трансформаторе замыкаются главным образом по стенкам бака, стяжным болтам и другим металлическим конструктивным деталям, окружающим магнитопровод (рис. 2.44, *б*). При этом в них индуцируются вихревые токи, создающие дополнительные потери мощности и местный нагрев соответствующих деталей. Отметим, что дополнительные потери достигают значительной величины только в трансформаторах мощностью свыше 1000 кВ · А. В трансформаторах меньшей мощности их практически можно не учитывать.

В группах, состоящих из трех однофазных трансформаторов, третьи гармонические потоков фаз могут замыкаться по тому же пути, что и основная гармоническая, и вследствие этого достигать недопустимой величины. Поэтому для таких групп схему У/У не применяют.

Если одна из обмоток трансформатора соединена треугольником, то фазные потоки трансформатора становятся практически синусоидальными. Это объясняется тем, что в обмотке, соединенной треугольником, совпадающие по времени третьи гармонические ЭДС вызывают ток тройной частоты I_{23}, который циркулирует по фазным обмоткам (рис. 2.45, *а*) и уменьшает третьи гармонические потоков. Упрощенно можно считать, что результирующий поток тройной частоты является суммой третьих гармонических потоков, создаваемых первичной и вторичной обмотками $\dot{Ф}_{рез3} = \dot{Ф}_{13} + \dot{Ф}_{23}$.

Как показывает векторная диаграмма (рис. 2.45, *б*), результирующий поток $\dot{Ф}_{рез3}$ незначителен, так как для токов тройной

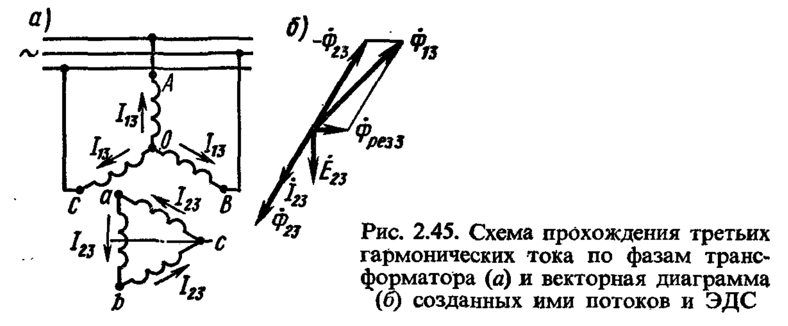


Рис. 2.45. Схема прохождения третьих гармонических тока по фазам трансформатора (*а*) и векторная диаграмма (*б*) созданных ими потоков и ЭДС

частоты обмотка, соединенная треугольником, является короткозамкнутой и даже небольшая ЭДС $\dot{E}_{23}$ вызывает значительный ток $\dot{I}_{23}$.

Таким образом, *обмотки трехстержневых трансформаторов лучше всего соединять по схемам У/Д и $У_н$/Д*, которые позволяют практически устранить третьи гармонические в кривых потока и в ЭДС. Силовые трансформаторы средней мощности при вторичных напряжениях не более 400 В можно соединять и по схемам У/У и Д/У, так как это позволяет получать от вторичной обмотки не только линейное напряжение 380 В, используемое в силовых цепях, но и фазное напряжение 220 В, требуемое для осветительных установок.

§ 2.13. ГРУППЫ СОЕДИНЕНИЙ ОБМОТОК

Трансформаторы делят на группы в зависимости от сдвига по фазе между линейными напряжениями, измеренными на одноименных зажимах. В однофазном трансформаторе напряжения первичной и вторичной обмоток могут совпадать по фазе или быть сдвинутыми на 180°. Это зависит от направления намотки обмоток и обозначения выводов, т. е. от маркировки. Если обмотки трансформатора намотаны в одну сторону и имеют симметричную маркировку выводов (рис. 2.46,*а*), то индуцированные в них ЭДС имеют одинаковое направление. Следовательно, совпадают по фазе и напряжения холостого хода*. При изменении маркировки выводов одной из фаз или направления намотки одной фазы (рис. 2.46, *б*) получается сдвиг по фазе между векторами первичного и вторичного напряжения, равный 180°.

Группы соединений обозначают целыми числами от 0 до 11. *Номер группы определяют величиной угла,* на который вектор

* Для внешней нагрузки (потребителя) ЭДС и напряжения имеют одинаковую фазу.

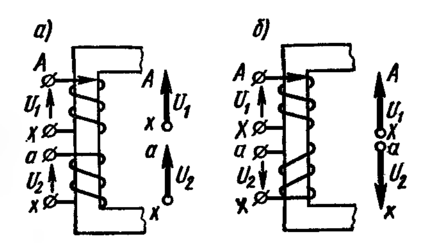


Рис. 2.46. Группы соединений обмоток однофазного трансформатора

линейного напряжения обмотки НН отстает от вектора линейного напряжения обмотки ВН. Для определения номера группы этот угол следует разделить на 30°.

Для однофазных трансформаторов возможны только две группы соединений: нулевая (рис. 2.46, *а*) и шестая (рис. 2.46, *б*). Однако *отечественная промышленность выпускает однофазные трансформаторы только нулевой группы*, у которых напряжения первичной и вторичной обмоток совпадают по фазе (см. табл. 2.4).

В трехфазных трансформаторах фазные ЭДС двух обмоток, расположенных на одном и том же стержне, могут, так же как и в однофазных трансформаторах, либо совпадать, либо быть противоположными по фазе. Однако в зависимости от схемы соединения обмоток (*У* или *Д*) и порядка соединения их начал и концов получаются различные углы сдвига фаз между линейными напряжениями. Для примера на рис. 2.47 показаны схемы соединения обмоток *У*/*У* и соответствующие векторные диаграммы для нулевой (*а*) и шестой (*б*) групп; на рис. 2.48 показаны схемы соединения обмоток *У*/*Д* и соответствующие векторные диаграммы для одиннадцатой (*а*) и пятой (*б*) групп.

Изменяя маркировку выводов обмоток, можно получить и другие группы соединений: при схеме *У*/*У* — четные: вторую, четвертую и т. д.; при схеме *У*/*Д* — нечетные: первую, третью и др. Согласно ГОСТу *отечественная промышленность выпускает трехфазные силовые трансформаторы только двух групп: нулевой и одиннадцатой* (см. табл. 2.3). Это облегчает практическое включение трансформаторов на параллельную работу.

Таблица 2.4

Схема соединения обмоток		Диаграмма векторов ЭДС		Условное обозначение
ВН	НН	ВН	НН	
A, X (обмотка)	a, x (обмотка)	A↑X	a↑x	I/I-0

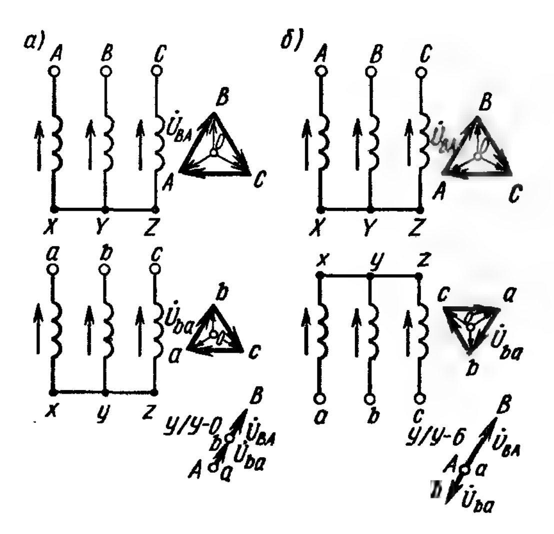


Рис. 2.47. Группы соединений обмоток трехфазного трансформатора при схеме У/У

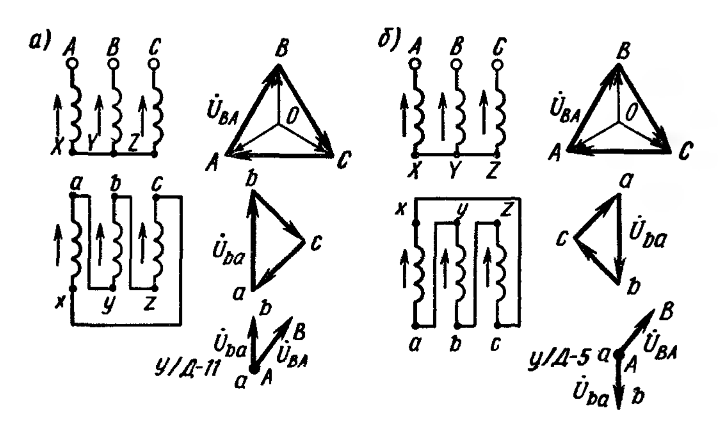


Рис. 2.48. Группы соединений обмоток трехфазного трансформатора при схеме У/Д

При соединении обмотки НН по схеме $Z_н$, а обмотки ВН по схеме У (рис. 2.49) фазные напряжения обмотки НН сдвинуты относительно соответствующих фазных напряжений обмотки ВН (например, $\dot{U}_{a10}$ относительно $\dot{U}_{A0}$) на угол 330°, т. е. при

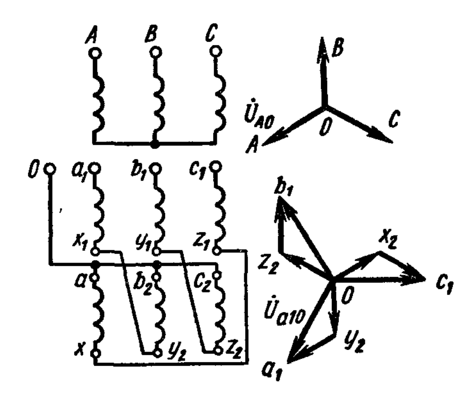


Рис. 2.49. Группа соединений обмоток трехфазного трансформатора при схеме $У/Z_н$

ком соединении имеем одиннадцатую группу. Это объясняется м, что между векторами линейных напряжений (не показанх на рис. 2.49) имеется такой же угол.

§ 2.14. ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ РАБОТА ТРАНСФОРМАТОРОВ

Условия включения на параллельную работу. В большинстве случаев при значительной мощности электрической установки целесообразно иметь не один, а несколько трансформаторов меньшей мощности, включенных параллельно на общую нагрузку. Такое дробление общей трансформаторной мощности позволяет лучше решать проблему энергоснабжения потребителей, отключать часть трансформаторов при уменьшении нагрузки, проще проводить профилактический ремонт трансформаторов и пр.

Для включения трансформаторов *Тр1* и *Тр2* на параллельную работу (рис. 2.50, *а*) необходимо, чтобы *при холостом ходе в их обмотках не возникали уравнительные токи и чтобы нагрузка распределялась между обоими трансформаторами в соответствии с их номинальной мощностью.* Для этого требуется соблюдать ряд условий.

При неравенстве ЭДС E_{20I} и E_{20II} параллельно работающих трансформаторов (их вторичных напряжений при холостом

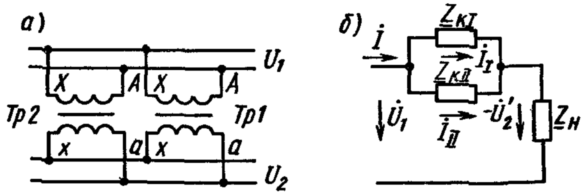


Рис. 2.50. Схема включения трансформаторов при параллельной работе (*а*) и схема замещения их (*б*)

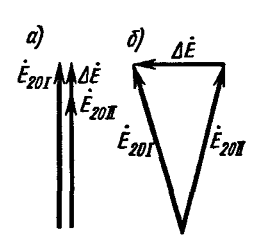


Рис. 2.51. Векторные диаграммы напряжений при параллельной работе трансформаторов:

а – одной группы с различными *k*; *б* – разных групп с одинаковыми *k*

ходе – рис. 2.51) возникает уравнительный ток. Этот ток вызывает циркуляцию мощности от одного трансформатора к другому, а следовательно, неравномерную нагрузку трансформаторов, сопровождающуюся увеличением потерь и нагрева. Уравнительный ток

$$\dot{I}_{\text{ур}} = (\dot{E}_{20\text{I}} - \dot{E}_{20\text{II}})/(\underline{Z}_{\text{кI}} + \underline{Z}_{\text{кII}}). \qquad (2.61)$$

Из формулы (2.61) следует, что первым необходимым условием для включения трансформаторов на параллельную работу является *равенство их вторичных ЭДС, т. е. вторичных напряжений холостого хода* (предполагается, что первичные напряжения у них одинаковы, т. е. что трансформаторы подключены к одной и той же первичной сети). При этом *трансформаторы должны иметь одинаковые коэффициенты трансформации.* На практике допускается параллельная работа силовых трансформаторов, имеющих различие в коэффициентах трансформации не более 0,5 %, а для трансформаторов с $k > 3$ – не более 1 %. При таком различии в коэффициентах трансформации разность вторичных ЭДС $\Delta\dot{E}$ (рис. 2.51, *а*) небольшая и уравнительный ток незначительный.

Вторым необходимым условием является совпадение по фазе ЭДС $\dot{E}_{20\text{I}}$ и $\dot{E}_{20\text{II}}$, с тем чтобы их векторная разность $\Delta\dot{E} = \dot{E}_{20\text{I}} - \dot{E}_{20\text{II}}$ равнялась нулю. Для этого *параллельно работающие трансформаторы должны принадлежать к одной группе соединений.* При невыполнении этого условия между одноименными зажимами вторичных обмоток возникает разность ЭДС $\Delta\dot{E}$ (рис. 2.51, *б*), вызывающая появление уравнительного тока. Так, например, если трансформаторы принадлежат даже к ближайшим группам (например, одиннадцатой и нулевой), сдвиг по фазе между их вторичными ЭДС составляет 30°, и в контуре параллельно соединенных вторичных обмоток возникает большая разность ЭДС

$$\Delta\dot{E} = \dot{E}_{20\text{I}} - \dot{E}_{20\text{II}} = 2E_{20}\sin 15^\circ \approx 0{,}52\,E_{20}.$$

При этом уравнительный ток в несколько раз больше номинального.

Распределение нагрузок. Из условия, полученного для упрощенной схемы замещения трансформаторов (см. рис. 2.50, *б*):

$$\dot{I}_{\mathrm{I}}\underline{Z}_{\text{кI}} = \dot{I}_{\mathrm{II}}\underline{Z}_{\text{кII}} = \dot{I}_{\mathrm{III}}\underline{Z}_{\text{кIII}} = \ldots = \dot{I}_{n}\underline{Z}_{\text{к}n}, \qquad (2.62)$$

можно найти распределение нагрузок между параллельно включенными трансформаторами.

Пренебрегая различием в фазе токов, которая зависит от соотношения активных и реактивных сопротивлений короткого замыкания (различие обычно невелико), и заменяя комплексные величины их модулями, получаем

$$I_{\mathrm{I}} : I_{\mathrm{II}} : I_{\mathrm{III}} = (1/Z_{\text{кI}}) : (1/Z_{\text{кII}}) : (1/Z_{\text{кIII}}), \qquad (2.63)$$

т. е. токи распределяются между трансформаторами обратно пропорционально сопротивлениям короткого замыкания. Уравнение (2.63) можно привести к виду

$$I_{\mathrm{I}} : I_{\mathrm{II}} : I_{\mathrm{III}} = \frac{I_{\text{номI}}}{I_{\text{номI}}Z_{\text{кI}}} : \frac{I_{\text{номII}}}{I_{\text{номII}}Z_{\text{кII}}} : \frac{I_{\text{номIII}}}{I_{\text{номIII}}Z_{\text{кIII}}}. \qquad (2.64)$$

Умножаем левую часть (2.64) на $U_2 \cos\varphi_2$, а правую – на $U^2_{\text{ном}}/100$:

$$P_{\mathrm{I}} : P_{\mathrm{II}} : P_{\mathrm{III}} = \frac{S_{\text{номI}}}{u_{\text{кI}}} : \frac{S_{\text{номII}}}{u_{\text{кII}}} : \frac{S_{\text{номIII}}}{u_{\text{кIII}}}. \qquad (2.65)$$

Следовательно, для того *чтобы нагрузки распределялись между параллельно включенными трансформаторами прямо пропорционально их номинальным мощностям, они должны иметь одинаковые напряжения короткого замыкания.* Практически удовлетворительное распределение нагрузки получается в тех случаях, когда напряжения короткого замыкания параллельно работающих трансформаторов отклоняются от их среднеарифметического значения не более чем на $\pm 10\%$.

Если при параллельной работе напряжения $u_{\text{к}}$ не равны, то перегружается трансформатор с меньшим значением $u_{\text{к}}$, т. е. с меньшим сопротивлением $Z_{\text{к}}$. В этом случае придется уменьшить общую нагрузку всей группы параллельно работающих трансформаторов, т. е. установленная мощность трансформаторов недоиспользуется.

При неравенстве активных $u_{\text{к.а}}$ и реактивных $u_{\text{к.р}}$ составляющих напряжений короткого замыкания токи параллельно работающих трансформаторов сдвинуты по фазе на некоторый угол. При этом суммарный ток, отдаваемый нагрузке, равен векторной сумме токов всех трансформаторов, т. е. меньше их алгебраической суммы. Следовательно, и в этом случае номинальная мощность трансформаторов используется не полностью.

У трансформаторов различных мощностей составляющие

$u_{к.а}$ и $u_{к.р}$ различны: у трансформаторов большей мощности $u_{к.р}$ больше, а $u_{к.а}$ меньше, чем у трансформаторов меньшей мощности. Поэтому не рекомендуется включение на параллельную работу трансформаторов с отношением номинальных мощностей больше трех.

§ 2.15. АВТОТРАНСФОРМАТОР

Принципиальная схема. *Автотрансформатором* называют такой трансформатор, у которого обмотка низшего напряжения электрически (гальванически) связана с обмоткой высшего напряжения.

В схеме понижающего автотрансформатора (рис. 2.52, *а*) первичное напряжение подводится к зажимам A и X; вторичной обмоткой служит часть первичной обмотки между зажимами a и x, причем зажимы X и x совмещены. Так как в каждом витке обмотки индуцируется одинаковая ЭДС $E = 4{,}44 f \Phi_m$, то при холостом ходе напряжение на зажимах ax

$$U_2 = 4{,}44 f w_{ax} \Phi_m = U_1 w_{ax}/w_{AX} = U_1/k, \qquad (2.66)$$

где w_{ax} и w_{AX} – числа витков, включенных соответственно между зажимами a и x, A и X; k – коэффициент трансформации.

Габаритные размеры, масса, потери мощности. В автотрансформаторе различают проходную мощность $S_{пр}$, которая передается из первичной цепи во вторичную и далее нагрузке, и расчетную или типовую мощность $S_{расч}$, передаваемую во вторичную цепь электромагнитным полем. Мощность $S_{расч}$ определяет габаритные размеры и массу автотрансформатора. Если пренебречь потерями, то проходная мощность $S_{пр} = E_1 I_1 = E_2 I_2$, а расчетная $S_{расч} = E_2 I_{ax}$, где I_{ax} – результирующий ток на участке ax обмотки, к которому подключена нагрузка.

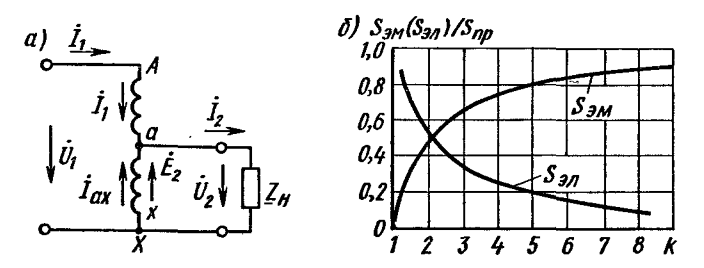


Рис. 2.52. Схема включения понижающего автотрансформатора и зависимости мощностей $S_{эм}$ и $S_{эл}$ от коэффициента трансформации

На участке ax через обмотку проходит ток, равный векторной сумме токов вторичной и первичной цепей $\dot{I}_{ax} = \dot{I}_2 + \dot{I}_1$. Однако, как следует из векторной диаграммы (см. рис. 2.27), токи $\dot{I}_2$ и $\dot{I}_1$ сдвинуты по фазе приблизительно на угол 180°. Поэтому, пренебрегая током холостого хода и переходя к модулям токов $\dot{I}_2$ и $\dot{I}_1$, получаем

$$I_{ax} = I_2 - I_1. \qquad (2.67)$$

Следовательно, проходная мощность

$$S_{пр} = E_2 I_2 = E_2 (I_{ax} + I_1) = E_2 I_{ax} + E_2 I_1 = S_{эм} + S_{эл}. \qquad (2.68)$$

При этом $S_{эм} = E_2 I_{ax} = S_{расч}$ – мощность, передаваемая во вторичную цепь электромагнитным полем, которая является расчетной мощностью автотрансформатора; $S_{эл} = E_2 I_1$ – мощность, передаваемая в эту цепь вследствие электрической (гальванической) связи между первичной и вторичной цепями.

При указанных выше условиях, принимая $I_1 = I'_2 = I_2/k$, получаем из (2.67)

$$I_{ax} = I_2 (1 - 1/k). \qquad (2.69)$$

Откуда расчетная мощность автотрансформатора

$$S_{расч} = E_2 I_{ax} = E_2 I_2 (1 - 1/k). \qquad (2.70)$$

Отношение

$$k_{выг} = S_{расч}/S_{пр} = 1 - 1/k \qquad (2.71)$$

называют *коэффициентом выгодности.*

Мощность, передаваемая во вторичную цепь электрическим путем,

$$S_{эл} = E_2 I_1 = E_2 I'_2 = (E_2 I_2)/k = S_{пр}/k. \qquad (2.72)$$

В двухобмоточном трансформаторе $S_{эл} = 0$ и $S_{расч} = S_{пр}$. Таким образом, расчетная мощность автотрансформатора меньше, чем мощность двухобмоточного трансформатора при той же проходной мощности, передаваемой из первичной цепи во вторичную, что позволяет выполнить автотрансформатор с меньшей массой и меньшими габаритными размерами. Отношение этих мощностей определяет коэффициент выгодности.

На рис. 2.52, *б* показаны зависимости мощностей $S_{эм}$ и $S_{эл}$ в долях от проходной мощности $S_{пр}$ от коэффициента трансформации k. Очевидно, чем ближе значение коэффициента трансформации k к единице, тем меньше расчетная мощность автотрансформатора и тем выгоднее его применять с точки зрения уменьшения массы, габаритных размеров и потерь мощ-

ности. Например, при $k = 1{,}1$ расчетная мощность автотрансформатора уменьшается в 10 раз, а при $k = 10$ получается почти такой же, как у двухобмоточного трансформатора.

Электрические потери в обмотках автотрансформатора по той же причине могут быть существенно меньшими, чем в обмотках двухобмоточного трансформатора. При номинальном режиме в двухобмоточном трансформаторе электрические потери

$$\Delta P_{\text{эл.тр}} = I_{1\text{ном}}^2 R_1 + I_{2\text{ном}}^2 R_2 \approx I_{1\text{ном}}^2 R_{\text{к}} = P_{\text{к.тр}}. \qquad (2.73)$$

В автотрансформаторе суммарные потери на участках Aa и ax

$$\Delta P_{\text{эл. атр}} = \Delta P_{\text{эл.} Aa} + \Delta P_{\text{эл.} ax}, \qquad (2.74)$$

или

$$\Delta P_{\text{эл.атр}} = I_{Aa}^2 R_{Aa} + I_{ax}^2 R_{ax}. \qquad (2.75)$$

В автотрансформаторе $I_{Aa} = I_1$, поэтому сечения проводов в первичной обмотке двухобмоточного трансформатора и на участке Aa автотрансформатора одинаковы, а сопротивление $R_{Aa} < R_1$:

$$R_{Aa} = R_1 (w_{Aa}/w_{Ax}) = R_1 (w_1 - w_2)/w_1 = R_1 (1 - 1/k). \qquad (2.76)$$

На участке ax автотрансформатора проходит ток $I_{ax} = I_2 (1 - 1/k)$, поэтому сечение провода на этом участке можно выбрать меньшим, чем во вторичной обмотке двухобмоточного трансформатора – пропорционально отношению токов, проходящих по участку ax и вторичной обмотке:

$$R_{ax}/R_2 = I_2/I_{ax} \approx I_2/[I_2 (1 - 1/k)] \approx 1/(1 - 1/k). \qquad (2.77)$$

Таким образом, из формул (2.76) и (2.77) следует, что

$$P_{\text{эл.атр}} = I_1^2 R_1 (1 - 1/k) + I_2^2 (1 - 1/k)^2 R_2/(1 - 1/k) \approx (I_1^2 R_1 + I_2^2 R_2) \cdot (1 - 1/k). \qquad (2.78)$$

Следовательно, отношение электрических потерь в автотрансформаторе и двухобмоточном трансформаторе

$$\boxed{\Delta P_{\text{эл.атр}}/\Delta P_{\text{эл.тр}} \approx 1 - 1/k.} \qquad (2.79)$$

Формула (2.79) показывает, что *потери мощности в автотрансформаторе меньше, чем в двухобмоточном трансформаторе.*

Активные и индуктивные (обусловленные потоками рассеяния) сопротивления автотрансформатора также меньше, чем соответствующие сопротивления двухобмоточного трансформатора:

$$R_{\text{к.атр}} = R_{\text{к.тр}}(1 - 1/k); \; X_{\text{к.атр}} = X_{\text{к.тр}}(1 - 1/k). \qquad (2.80)$$

Поэтому ток короткого замыкания у автотрансформатора, подключенного к сети со стороны обмотки ВН, больше чем у двухобмоточного трансформатора.

Конструктивно обмотки *Aa* и *ax* выполняют обычно в виде двух концентрических катушек. Такое исполнение предотвращает появление больших потоков рассеяния.

Области применения. В технике применяют автотрансформаторы одно- и трехфазные при необходимости сравнительно небольшого изменения напряжения: при $k \leqslant 2{,}5 \div 3$. При бо́льших k выгодность от их применения уменьшается. Силовые *автотрансформаторы служат для снижения напряжения при* пуске мощных асинхронных и синхронных электродвигателей. Автотрансформаторы малой мощности широко используют в устройствах связи и автоматики, радиоаппаратуре и лабораторных стендах. В последнее время автотрансформаторы большой мощности применяют для соединения высоковольтных сетей различных напряжений (110, 154, 220, 330, 500, 750 кВ).

Существенным недостатком автотрансформаторов является то, что вторичная цепь у них электрически соединена с первичной. Поэтому обмотка НН и подключенные к ней потребители должны иметь ту же изоляцию относительно земли, что и обмотка ВН и первичная цепь. Поэтому для обеспечения электробезопасности не допускается применять автотрансформа-

Таблица 2.5

Схема соединения обмоток ВН и НН	Диаграмма векторов ЭДС ВН и НН	Условное обозначение
A, a, X	A, a, X	$\vert$ авто
0, A, a, B, b, C, c; X, Y, Z	B, b, a, A, c, C	$У_н$ авто

торы для питания цепей низкого напряжения от сети высокого напряжения.

Автотрансформаторы большой мощности редко применяют при $k > 2$ во избежание возникновения опасных перенапряжений во вторичной цепи при появлении атмосферных и коммутационных перенапряжений в первичной цепи (в линиях электропередачи).

Схемы и группы соединения обмоток одно- и трехфазных автотрансформаторов, выпускаемых в СССР, приведены в табл. 2.5.

§ 2.16. МНОГООБМОТОЧНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ

В энергетических устройствах довольно широко применяют трехобмоточные трансформаторы, а в устройствах радиотехники и автоматики — многообмоточные трансформаторы малой мощности. Наиболее распространенная схема многообмоточного трансформатора — одна первичная и несколько вторичных обмоток.

На рис. 2.53 схематически показано устройство трехобмоточного трансформатора, в котором первичная обмотка *1* расположена между двумя вторичными обмотками *2* и *3*. Такие трансформаторы применяют на электрических станциях и подстанциях для питания сетей с различными номинальными напряжениями. Очевидно, что в данном случае двум вторичным напряжениям U_2 и U_3, получаемым, например, от обмоток СН и НН, соответствуют два коэффициента трансформации:

$$k_{1\,2} = w_{\text{в.н}}/w_{\text{с.н}};\; k_{1\,3} = w_{\text{в.н}}/w_{\text{н.н}}. \qquad (2.81)$$

Установившиеся процессы в обмотках трансформатора описываются уравнениями:

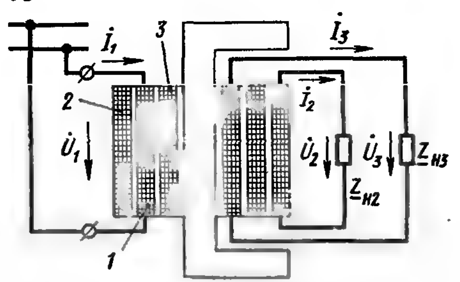


Рис. 2.53. Расположение обмоток в силовом трехобмоточном трансформаторе:
1 — первичная обмотка; *2*, *3* — вторичные обмотки

$$\left.\begin{aligned}\dot U_1 &= -\dot E_1 + \dot I_1 R_1 + j\dot I_1 X_1;\\ \dot U_2 &= \dot E_2 - \dot I_2 R_2 - j\dot I_2 X_2;\\ \dot U_3 &= \dot E_3 - \dot I_3 R_3 - j\dot I_3 X_3;\\ \dot I_1 &= \dot I_0 - \dot I_2 w_2/w_1 - \dot I_3 w_3/w_1.\end{aligned}\right\} \qquad (2.82)$$

Если привести параметры обмоток *2* и *3* к первичной *1* (так же, как это делается для двухобмоточного трансформатора), то системе уравнений (2.82) будет соответствовать схема замещения, изображенная на рис. 2.54, *а*. От схемы замещения двухобмоточного трансформатора она отличается тем, что вторичная цепь имеет два луча. Очевидно, что *при изменении нагрузки в одной из вторичных обмоток изменяются напряжения на обеих вторичных обмотках, т. е. имеется взаимное влияние вторичных обмоток.* Это объясняется тем, что изменяется падение напряжения на сопротивлении $\underline{Z}_1$ схемы замещения, по которой проходит суммарный ток $\dot I_1$. Векторная диаграмма для трехобмоточного трансформатора изображена на рис. 2.54, *б*.

Параметры схемы замещения можно определить расчетным либо экспериментальным путем. Параметры намагничивающего контура находятся посредством опытов холостого хода так же, как и для двухобмоточного трансформатора. Следует провести три опыта короткого замыкания: а) при замкнутой накоротко обмотке *2* и разомкнутой обмотке *3*; б) при замкнутой накоротко обмотке *3* и разомкнутой обмотке *2*; в) при замкнутых накоротко обмотках *2* и *3*.

Напряжения короткого замыкания определяются при токах, соответствующих номинальной мощности наиболее мощной

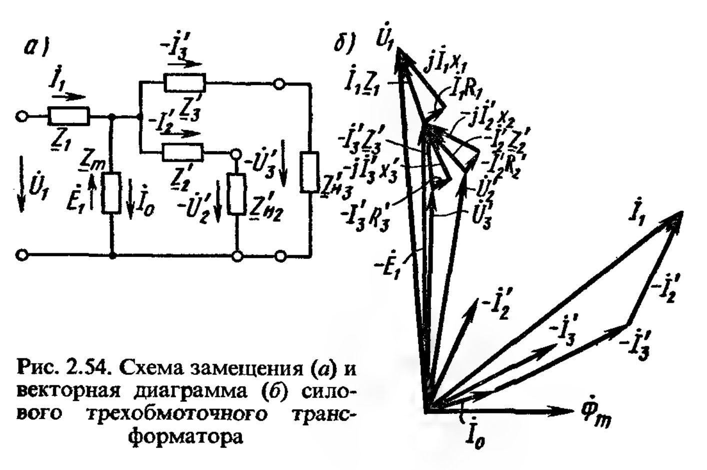


Рис. 2.54. Схема замещения (*а*) и векторная диаграмма (*б*) силового трехобмоточного трансформатора

(первичной) обмотки. В соответствии с указанными опытами имеем

$$\left.\begin{aligned}&\underline{Z}_{12} = \underline{Z}_1 + \underline{Z}'_2;\ \underline{Z}_{13} = \underline{Z}_1 + \underline{Z}'_3;\\&\underline{Z}_к = \underline{Z}_1 + \underline{Z}'_2\underline{Z}'_3/(\underline{Z}'_2 + \underline{Z}'_3).\end{aligned}\right\}\qquad(2.83)$$

Решаем систему уравнений (2.83):

$$\left.\begin{aligned}&\underline{Z}_1 = \underline{Z}_{12} - \underline{Z}'_2 = \underline{Z}_{12} - (\underline{Z}_{12} - \underline{Z}_{13})\,a/(a-1);\\&\underline{Z}'_2 = (\underline{Z}_{12} - \underline{Z}_{13})\,a/(a-1);\ \underline{Z}'_3 = (\underline{Z}_{12} - \underline{Z}_{13})/(a-1),\end{aligned}\right\}\qquad(2.84)$$

где $a^2 = (\underline{Z}_к - \underline{Z}_{12})/(\underline{Z}_к - \underline{Z}_{13})$.

Следует отметить, что полученные параметры схемы замещения справедливы только при указанном на рис. 2.53 расположении обмоток: первичная обмотка расположена между двумя крайними вторичными. При изменении расположения обмоток изменяются параметры схемы замещения, так как изменяются потоки рассеяния этих обмоток. Например, если в качестве первичной используется одна из крайних обмоток, а вторичной – другая крайняя обмотка, то их индуктивные сопротивления резко возрастают, так как возрастают соответствующие потоки рассеяния.

Согласно ГОСТу силовые *трехобмоточные трансформаторы выполняют на одну номинальную мощность для всех трех обмоток.* Раньше изготовляли трехобмоточные трансформаторы, у которых одна из вторичных обмоток имела номинальную мощность, равную $^2/_3$ от мощностей двух других обмоток, или обе вторичные обмотки имели номинальную мощность, равную $^2/_3$ мощности первичной обмотки. То обстоятельство, что сумма мощностей вторичных обмоток во всех случаях больше мощности первичной обмотки, на практике не приводит к перегрузке первичной обмотки, так как редко имеет место совпадение максимумов нагрузок обеих обмоток по времени. Кроме того, коэффициенты мощности $\cos\varphi_2$ и $\cos\varphi_3$ обычно различны, вследствие чего токи $\dot{I}'_2$ и $\dot{I}'_3$ сдвинуты по фазе и поэтому $I_1 < I'_2 + I'_3$.

Схемы и группы соединения силовых трехфазных трехобмоточных трансформаторов, выполненные в соответствии с ГОСТом, приведены в табл. 2.6, а одно- и трехфазных трехобмоточных автотрансформаторов – в табл. 2.7.

Силовые трансформаторы малой мощности (для телевизоров, радиоприемников и т. п.) выполняют, как правило, многообмоточными: они имеют одну первичную обмотку и несколько вторичных, от которых питаются различные электрические цепи, не связанные между собой (например, цепи накала радиоламп напряжением 6,3 В, их анодные цепи напряжением

Таблица 2.6

Схема соединения обмоток			Диаграмма векторов ЭДС			Условное обозначение
ВН	СН	НН	ВН	СН	НН	
0 A B C X Y Z	0_m A_m B_m C_m X_m Y_m Z_m	a b c x y z	B A C	B_m A_m C_m	b c a	$У_н$/$У_н$/Д-0-11
0 A B C X Y Z	A_m B_m C_m X_m Y_m Z_m	a b c x y z	B A C	B_m C_m A_m	b c a	$У_н$/Д/Д-11-11

Таблица 2.7

Схема соединения обмоток		Диаграмма векторов ЭДС		Условное обозначение
ВН и СН	НН	ВН и СН	НН	
0 A A_m B B_m C C_m X Y Z	a b c x y z	B B_m A_m C_m A C	b c a	$У_н$авто/Д-0-11
A A_m X	a x	A A_m X	a x	|авто/|-0-0

200—300 В и т. п.). Типичная схема силового трансформатора радиоприемника приведена на рис. 2.55, *а*. Первичная обмотка разбита на две части и имеет несколько выводов для включения трансформатора на различные напряжения сети (выводы *A* и *X1* — для напряжения 127 В, *A* и *X2* — для напряжения 220 В). Ко вторичным обмоткам подключают различные потребители с сопротивлениями $Z_{н1}$, $Z_{н2}$, ..., $Z_{нn}$.

Схема замещения многообмоточного трансформатора отличается от двухобмоточного тем, что она имеет несколько лучей во вторичной цепи (рис. 2.55, б) в соответствии с числом вторичных обмоток. В маломощных низковольтных трансфор-

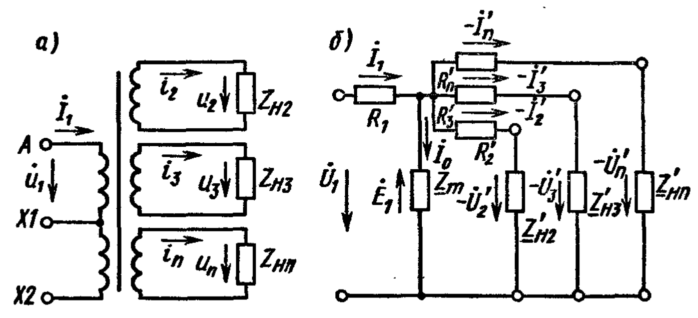


Рис. 2.55. Электрическая схема и схема замещения многообмоточного трансформатора

маторах ($U_{1\,ном} \leqslant 220$ В; $S_{ном} \leqslant 500$ В·А) изоляция между обмотками имеет малую толщину, вследствие чего потоки рассеяния трансформаторов относительно малы. Поэтому в схеме замещения индуктивными сопротивлениями можно пренебречь и учитывать только активные сопротивления обмоток.

Активные сопротивления обмоток в таких трансформаторах измеряют обычными методами (при постоянном токе), а затем приводят к числу витков первичной обмотки, умножая на квадрат соответствующего коэффициента трансформации. Проведение опытов короткого замыкания между парами обмоток для многообмоточного трансформатора нецелесообразно из-за большого различия в мощностях первичной и вторичной обмоток, а следовательно, невозможности установить номинальные значения тока одновременно для первичной и вторичной обмоток.

§ 2.17. РЕГУЛИРОВАНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ В ТРАНСФОРМАТОРАХ

Причины регулирования. При эксплуатации трансформаторов довольно часто возникает необходимость регулирования вторичного напряжения. При этом различают два основных случая:

1) стабилизация вторичного напряжения при незначительном (на 5–10%) изменении первичного напряжения, что происходит обычно из-за падения напряжения в линии;

2) регулирование вторичного напряжения (из-за особенностей технологического процесса) в широких пределах при неизменном (или мало изменяющемся) первичном напряжении.

В обоих случаях вторичное напряжение регулируется путем

изменения коэффициента трансформации, т. е. соотношения между числами витков первичной и вторичной обмоток.

В первом случае при небольших изменениях первичного напряжения можно изменять число витков либо первичной, либо вторичной обмотки. Например, при снижении первичного напряжения соответственно уменьшают число витков первичной обмотки так, чтобы ЭДС витка осталась неизменной. Поскольку число витков вторичной обмотки не изменяется, неизменной останется и ЭДС вторичной обмотки. При возрастании первичного напряжения соответственно увеличивают число витков первичной обмотки.

Во втором случае, когда требуется регулировать вторичное напряжение при неизменном первичном, изменяют число витков вторичной обмотки. Изменять число витков первичной обмотки в этом случае нельзя, так как это приведет к изменению магнитного потока трансформатора и, как следствие, к его перегреву или плохому использованию. Кроме того, очевидно, что получить малое выходное напряжение $U_2 = U_1 w_2/w_1$ при неизменном числе витков вторичной обмотки практически невозможно, так как при этом необходимо иметь большое число регулировочных витков*.

Переключение ответвлений обмоток w_1 и w_2 может осуществляться при отключении трансформатора от первичной и вторичной сетей (переключение без возбуждения) или под нагрузкой (регулирование под нагрузкой). Существуют также трансформаторы с плавным регулированием напряжения, в которых плавно изменяют число витков w_2 или магнитный поток Φ_2, охватываемый этой обмоткой.

Переключение ответвлений без возбуждения. Регулирование напряжения этим способом применяют в масляных и сухих силовых трансформаторах общепромышленного назначения, а также в трансформаторах, предназначенных для вентильных преобразователей. Напряжение регулируют на $\pm 5\%$ от $U_{ном}$ ступенями по 2,5%, т. е. трансформатор имеет пять ступеней регулирования напряжения. В трансформаторах сравнительно небольшой мощности используют три ступени регулирования напряжения ($+5$; 0; -5%). В силовых трансформаторах большой мощности обычно напряжение регулируют на стороне ВН. Это позволяет упростить конструкцию переключателя ответвлений, так как токи в обмотке ВН меньше, чем в обмотке

* При очень больших мощностях иногда применяют регулирование по высоковольтной первичной стороне (чтобы избежать применения регулирующей аппаратуры на большие токи), используя специальные автотрансформаторные схемы.

НН. Кроме того, число витков обмотки ВН больше, чем обмотки НН, вследствие чего изменение числа витков на 1,25 – 2,5 % можно осуществлять с бóльшей точностью. В трансформаторах, предназначенных для вентильных преобразователей, часто напряжение регулируют на стороне НН; при этом переключающую аппаратуру выполняют на большие токи, что сильно усложняет ее конструкцию.

При регулировании напряжения отключают часть витков только одной (первичной или вторичной) обмотки, что нарушает равномерность распределения МДС по высоте обмотки. Это приводит к искажению магнитного поля рассеяния и возникновению поперечной составляющей потока рассеяния, которая, взаимодействуя с током обмоток, создает электромагнитные силы, действующие на обмотку в осевом направлении (см. § 2.19). При аварийных режимах (короткое замыкание) эти силы могут достигать больших значений и вызывать разрушение обмотки. Поэтому стремятся равномерно распределить отключаемые витки обмотки по высоте или расположить их по возможности в середине высоты обмотки симметрично относительно обоих ярм. В трехфазных трансформаторах сравнительно небольшой мощности, где электромагнитные силы при коротких замыканиях невелики, для упрощения конструкции переключателя ответвлений целесообразно выполнять ответвления вблизи заземленной нулевой точки обмотки, так как при этом уменьшается напряжение, на которое должна быть рассчитана изоляция переключателя. Если ответвления располагать в средней части обмотки (в мощных трансформаторах), то переключающую аппаратуру необходимо выполнять с усиленной изоляцией и с высокой степенью точности, так как несогласованность работы ее элементов при высоком напряжении может привести к серьезным авариям.

В трансформаторах с многослойной цилиндрической обмоткой отключаемые витки обычно размещают в конце обмотки во внешнем ее слое и располагают симметрично по высоте относительно обоих ярм. При переходе с одного ответвления $X_1 - X_5$ на другое (рис. 2.56, *а*) отключается равное число витков. В обмотках других конструкций ответвления $A_2 - A_7$ располагают в средней части обмотки (рис. 2.56, *б*). При номинальном напряжении обмотки ВН до 35 кВ часто применяют оборотную схему (рис. 2.56, *в*), которая позволяет расположить ответвления $X_1 - X_5$ около нулевой точки и в то же время в середине обмотки (по высоте). При оборотной схеме одна половина обмотки имеет правую, а другая – левую намотку.

В масляных трансформаторах переключение ответвлений осуществляют контактным переключателем, встроенным в

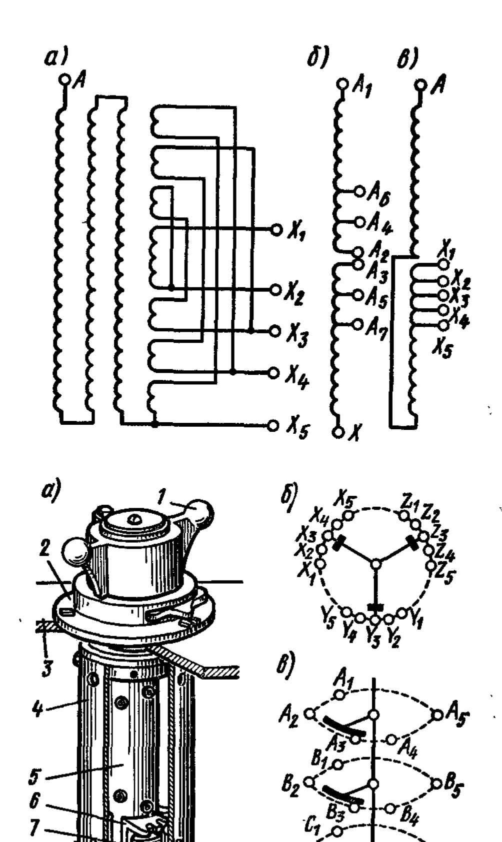


Рис. 2.56. Расположение регулировочных ответвлений в силовых трансформаторах:

а – в многослойных цилиндрических обмотках; *б* – в средней части обмоток (прямая схема); *в* – в средней части обмотки (оборотная схема)

Рис. 2.57. Трехфазный переключатель ответвлений (*а*) и схемы расположения его контактных элементов (*б*, *в*):

1 – привод, *2* – фланец колпака; *3* – крышка бака трансформатора; *4* – бумажно-бакелитовый цилиндр; *5* – бумажно-бакелитовая изоляция вала; *6* – коленчатый вал; *7* – подвижные контакты; *8* – неподвижные контакты

трансформатор, рукоятка которого выведена из бака. В сухих трансформаторах ответвления выводят на контактную панель и переключение производят путем перестановки контактной пластины на различные выводные шпильки.

Контактный переключатель (рис. 2.57, *а*) имеет систему неподвижных контактов, соединенных с ответвлениями обмотки, и систему подвижных контактов, замыкающихся с неподвижными и обеспечивающих требуемую схему соединения между собой обмоток отдельных фаз. При выполнении ответвлений $X_1 - X_5$, $Y_1 - Y_5$ и $Z_1 - Z_5$ у нулевой точки можно применить общий переключатель для всех трех фаз (рис. 2.57, *б*), так как рабочее напряжение между отдельными частями переключателя не превышает 10% от линейного напряжения трансфор-

матора. Если ответвления $A_1 - A_5$; $B_1 - B_5$; $C_1 - C_5$ расположены в середине обмотки (см. рис. 2.56, *б*), то каждая фаза должна иметь переключатель (рис. 2.57, *в*), так как между ответвлениями разных фаз действует напряжение, равное приблизительно $0{,}5U_{ном}$.

Переключение ответвлений под нагрузкой. Для повышения гибкости и удобства управления крупными электрическими сетями и системами большое значение имеет возможность регулирования напряжения трансформаторов без перерыва нагрузки. Потребность в таких трансформаторах быстро возрастает. В соответствии с этим промышленность выпускает трансформаторы с регулированием напряжения под нагрузкой для всех мощностей от 63 до 200 000 кВ · А с пределами регулирования $\pm(10 \div 16)\%$.

При использовании этого способа регулирования необходимо:

1) обеспечить переход с одного ответвления на другое без разрыва тока, для чего в некоторый момент времени должны быть включены два соседних ответвления;

2) ограничить ток короткого замыкания (ток к. з.) в части обмотки трансформатора, расположенной между этими ответвлениями при одновременном их включении.

Для этого применяют переключающие устройства с дистанционным управлением и с токоограничивающими реакторами и резисторами, а в трансформаторах, предназначенных для вентильных преобразователей, – устройства с вентильным переходом.

На рис. 2.58 приведена схема переключающего устройства с токоограничивающим реактором в трех положениях его переключающих элементов. Устройство состоит из реактора *Р*, двух контакторов *К1* и *К2*, предназначенных для разрыва тока, проходящего по двум параллельным ветвям реактора, и двух переключателей *П1* и *П2*, осуществляющих переключения этих ветвей при отсутствии тока.

Переключающее устройство действует следующим образом. В *первом рабочем положении I*, когда переключающее устрой-

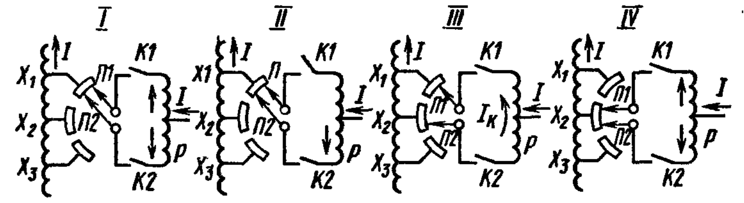


Рис. 2.58. Схемы переключающего устройства с токоограничивающим реактором

ство подключено к ответвлению X_1, контакторы *К1* и *К2* замкнуты и ток проходит по параллельным ветвям реактора в разных направлениях, не намагничивая его. Поэтому индуктивное сопротивление реактора весьма мало. При переходе с ответвления X_1 на ответвление X_2 сначала отключается контактор *К1*, но цепь тока не прерывается, так как он продолжает проходить через контактор *К2* (промежуточное положение *II*). Затем переключатель *П2* без тока переводится на ответвление X_2, после чего вновь включается контактор *К1* (*промежуточное положение III*). В этом положении через обе половины реактора проходит ток одного направления, его индуктивное сопротивление резко возрастает и он эффективно ограничивает ток $I_к$ в замкнутом контуре, образованном частью обмотки трансформатора, которая расположена между ответвлениями X_1 и X_2. После этого размыкается контактор *К2*, переключатель *П1* переводится без тока на ответвление X_2 и снова замыкается контактор *К2*, т. е. на этом заканчивается переход во *второе рабочее положение IV*, при котором переключающее устройство подключено к ответвлению X_2.

Реактор и переключатели помещают внутри масляного бака трансформатора, а контакторы – в специальном баке (рис. 2.59), расположенном на боковой стенке основного бака. Находящееся в нем масло, которое загрязняется при разрыве контакторами тока, не соединяется с маслом основного бака.

В переключающем устройстве с токоограничивающими резисторами (рис. 2.60, *а*) имеются три переключателя – *П1*, *П2* и *П3*. При работе трансформатора на ответвлении X_2 переключатели *П2* и *П3* занимают показанное на рисунке 2.60 положение. Чтобы перейти на соседнее ответвление X_1, сначала на это ответвление следует провести без тока переключатель *П1*. Затем быстродействующий переключатель *П3* быстро перебрасывается по часовой стрелке в положение, при котором он замыкает контакты *1* и *2*. Процесс размыкания контактов *3, 4* и замыкания контактов *1, 2* происходит таким образом, что цепь тока не прерывается, а в промежуточном положении, когда переключатель *П3* замыкает одновременно контакты *1* и *4*, ток в части обмотки трансформатора, расположенной между ответвлениями X_1 и X_2, ограничивается резисторами R_1 и R_2. Во избежание перегрева этих резисторов переключатель *П3* переводится из одного рабочего положения в другое в течение сотых долей секунды.

При питании от трансформатора преобразовательных устройств для переключения ответвлений на вторичной обмотке, к которой подключаются вентили преобразователя, широко используют схему вентильного перехода (рис. 2.60, *б*). В этой

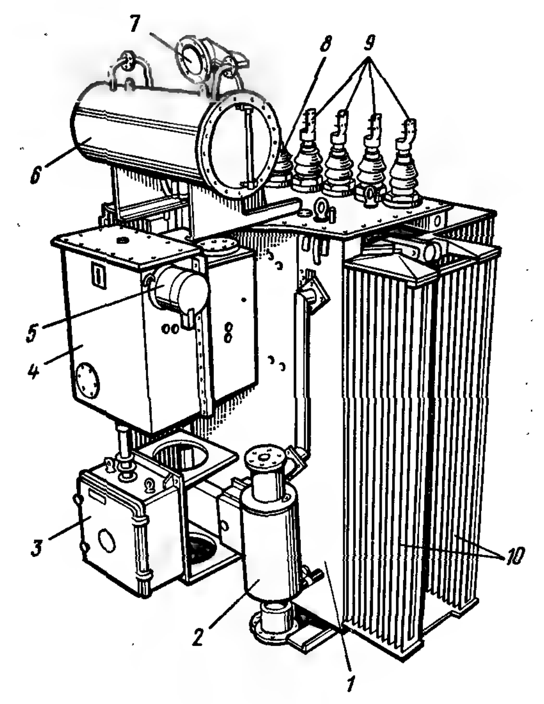


Рис. 2.59. Трансформатор с регулированием напряжения под нагрузкой:

1 – бак; *2* – термосифонный фильтр; *3* – приводной механизм; *4* – бак с контакторами; *5* – муфта; *6* – расширитель; *7* – выхлопная труба; *8* – вводы НН; *9* – вводы ВН; *10* – радиаторы

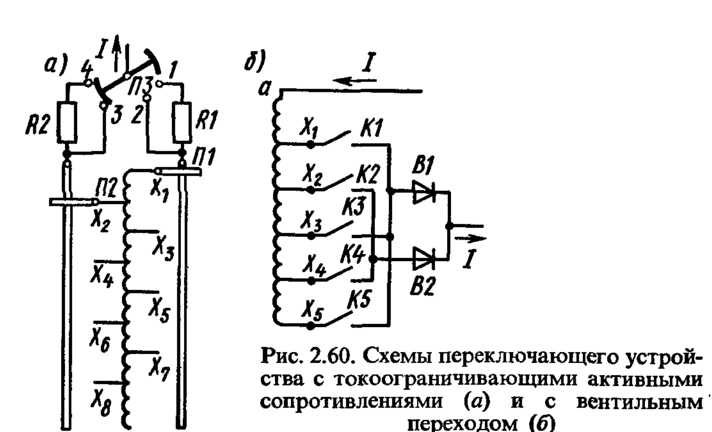


Рис. 2.60. Схемы переключающего устройства с токоограничивающими активными сопротивлениями (*а*) и с вентильным переходом (*б*)

схеме последовательно с нечетными контакторами *К1 – К5* включен вентиль *В1*, а последовательно с четными контакторами *К2 – К4* – вентиль *В2*. При переходе, например, с ответвления X_1 на X_2 они позволяют осуществлять замыкание контактора *К2* до отключения *К1*, так как вентили *В1* и *В2* предотвращают возникновение тока к. з. в части обмотки между X_1 и X_2 при одновременном включении обоих контакторов. В дальнейшем контактор *К1* может быть отключен, так как цепь тока будет замкнута через контактор *К2*.

§ 2.18. ТРАНСФОРМАТОРЫ С ПЛАВНЫМ РЕГУЛИРОВАНИЕМ НАПРЯЖЕНИЯ

Трансформаторы со скользящими контактами. Для плавного регулирования выходного напряжения трансформатора применяют контактные щетки, скользящие по неизолированной внешней поверхности вторичной обмотки, вследствие чего изменяется число включаемых в работу витков обмотки. Такой метод широко используется в маломощных лабораторных автотрансформаторах – ЛАТРах. С повышением мощности трансформаторов и автотрансформаторов применяют двойные комплекты щеток с включенными между ними резисторами для ограничения тока к. з. при замыкании щетками соседних витков.

Трансформаторы с подвижной вторичной обмоткой. Такие трансформаторы имеют броневой магнитопровод с двумя первичными обмотками и подвижным средним стержнем, на котором размещена вторичная обмотка. При перемещении подвижного стержня плавно изменяется взаимоиндуктивность вторичной обмотки с каждой из первичных обмоток, вследствие чего вторичное напряжение изменяется от $+U_{max}$ до $-U_{max}$.

Трансформаторы, регулируемые подмагничиванием шунтов. Плавное регулирование выходного напряжения трансформатора можно осуществить также путем подмагничивания его магнитопровода постоянным током. Существует большое число конструкций трансформаторов с подмагничиванием. Их основными регулирующими элементами являются подмагничиваемые магнитные шунты, поэтому они называются трансформаторами и автотрансформаторами, регулируемыми подмагничиванием шунтов (ТРПШ и АРПШ).

На рис. 2.61, *а* изображена схема однофазного четырехстержневого ТРПШ. Магнитная система такого трансформатора состоит из двух главных стержней и двух магнитных шунтов. На главных стержнях размещены первичная и вто-

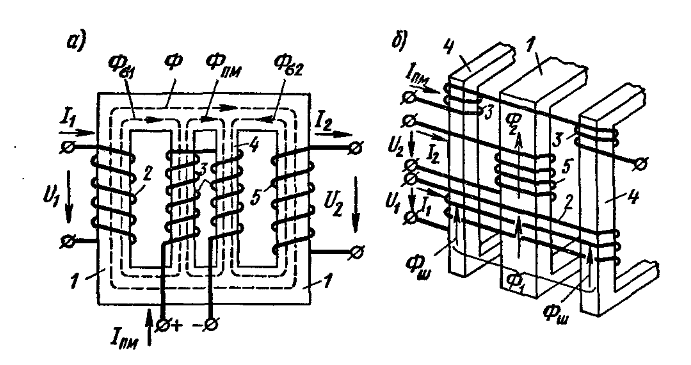


Рис. 2.61. Электромагнитные схемы однофазных трансформаторов, регулируемых подмагничиванием шунтов:
1 – главные стержни; *2* – первичная обмотка; *3* – обмотка подмагничивания; *4* – магнитные шунты; *5* – вторичная обмотка

ричная обмотки, на стержнях магнитных шунтов – обмотка подмагничивания, состоящая из двух катушек. Основной поток Ф замыкается через главные стержни, а поток подмагничивания $Ф_{пм}$ – через магнитные шунты. Потоки рассеяния $Ф_{σ1}$ и $Ф_{σ2}$ первичной и вторичной обмоток, сдвинутые по фазе приблизительно на 180°, замыкаются в основном через магнитные шунты. Катушки обмотки подмагничивания соединены последовательно так, что создаваемые ими магнитные потоки складываются, а ЭДС, индуцируемые в них потоками рассеяния $Ф_{σ1}$ и $Ф_{σ2}$, взаимно компенсируются.

Трансформатор работает следующим образом. При отсутствии постоянного тока $I_{пм}$ в обмотке подмагничивания потоки $Ф_{σ1}$ и $Ф_{σ2}$ имеют максимальную, а основной поток Ф – минимальную величину. При этом вторичное напряжение U_2 минимальное. При прохождении по обмотке подмагничивающего тока магнитные шунты насыщаются и их магнитное сопротивление возрастает. Это приводит к уменьшению потоков $Ф_{σ1}$ и $Ф_{σ2}$, увеличению потока Ф и повышению напряжения U_2. Регулируя подмагничивающий ток, можно плавно изменять вторичное напряжение U_2.

На рис. 2.61, *б* показана схема однофазного ТРПШ с составным магнитопроводом. В этом трансформаторе магнитопровод главных стержней и магнитопроводы магнитных шунтов отделены друг от друга изоляционными прокладками. Первичная обмотка охватывает главные стержни и магнитные шунты, а вторичная обмотка – только главные стержни. Обмотка подмагничивания состоит из двух катушек и охватывает магнитные шунты.

При отсутствии постоянного тока в обмотке подмагничивания магнитный поток Φ_1 трансформатора, создаваемый первичной обмоткой, равномерно распределяется между главными стержнями и магнитными шунтами. При этом во вторичной обмотке индуцируется минимальное напряжение U_{min}. При прохождении по обмотке подмагничивания постоянного тока $I_{пм}$ магнитные шунты насыщаются и их магнитное сопротивление возрастает. При этом уменьшаются проходящие по ним магнитные потоки $\Phi_ш$, поток Φ_1 вытесняется в главные стержни и проходящий по ним поток Φ_2 увеличивается. Это приводит к возрастанию напряжения U_2, индуцируемого во вторичной обмотке. Когда магнитные шунты полностью насыщены, магнитный поток Φ_2 в главных стержнях максимальный и с трансформатора снимается максимальное напряжение U_{max}. Таким образом, изменяя ток подмагничивания $I_{пм}$, можно плавно регулировать вторичное напряжение трансформатора.

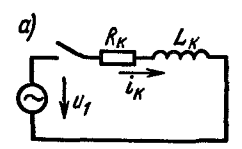
§ 2.19. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ТРАНСФОРМАТОРАХ

Возникновение переходных процессов. При изменении режима работы трансформатора – преднамеренном или случайном – происходит переход от одного установившегося состояния к другому. Обычно этот переходной процесс длится небольшое время (доли секунды), однако он может сопровождаться весьма опасными для трансформатора явлениями. Поэтому при проектировании и эксплуатации трансформаторов нужно учитывать их свойства в переходных режимах. Рассмотрим, как протекают наиболее типичные переходные процессы, имеющие место при коротком замыкании трансформатора и подключении его к сети.

Короткое замыкание на зажимах вторичной обмотки. Аварийный режим короткого замыкания возникает при повреждении электрической сети, неисправностях аппаратов и других устройств во вторичной цепи, ошибочных действиях обслуживающего персонала и пр.

Большие токи, возникающие в трансформаторе при коротком замыкании, могут вызвать механическое повреждение обмотки (а затем и пробой изоляции) или резкое повышение ее температуры, что угрожает целостности изоляции. Силу тока при коротком замыкании можно найти по упрощенной схеме замещения трансформатора (рис. 2.62, *а*). Положив для простоты, что напряжение сети не зависит от тока трансформатора, для указанной схемы получим уравнение

$$L_к di_к/dt + R_к i_к = U_{1m} \sin(\omega t + \alpha_0), \qquad (2.85)$$



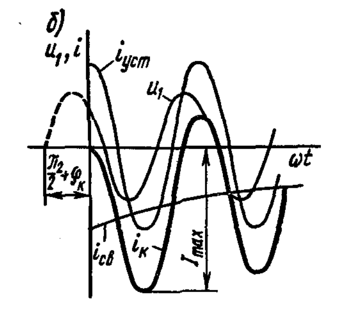


Рис. 2.62. Схема замещения трансформатора и кривые изменения тока и напряжения при коротком замыкании

где $L_к$ – результирующая индуктивность обмоток трансформатора при коротком замыкании; $U_{1m}\sin(\omega t + \alpha_0)$ – напряжение на зажимах первичной обмотки в момент короткого замыкания.

Представим ток короткого замыкания $i_к$, как это принято в электротехнике, в виде суммы двух токов – установившегося тока к. з. $i_{уст}$ и свободного тока $i_{св}$.

Установившийся ток к. з.

$$i_{уст} = (U_{1m}/Z_к)\sin(\omega t + \alpha_0 - \varphi_к) = \sqrt{2} I_{к.уст}\sin(\omega t + \alpha_0 - \varphi_к), \quad (2.86)$$

где $\varphi_к = \operatorname{arctg}(X_к/R_к)$.

Значение свободного тока $i_{св}$ определим из уравнения

$$L_к\, di_{св}/dt + R_к i_{св} = 0,$$

откуда

$$i_{св} = Ce^{-(R_к/L_к)t}. \quad (2.87)$$

Постоянную интегрирования найдем, положив в момент $t = 0$ ток $i_к = 0$:

$$i_к = i_{уст} + i_{св} = \sqrt{2} I_{к.уст}\sin(\alpha_0 - \varphi_к) + C = 0,$$

откуда $C = -\sqrt{2} I_{к.уст}\sin(\alpha_0 - \varphi_к)$.

Таким образом, ток к. з.

$$i_к = \sqrt{2} I_{к.уст}\left[\sin(\omega t + \alpha_0 - \varphi_к) - \sin(\alpha_0 - \varphi_к)e^{-(R_к/L_к)t}\right]. \quad (2.88)$$

Из уравнения (2.88) следует, что при $\alpha_0 = \varphi_к$ свободный ток не возникает, и ток к. з. в начальный момент приобретает установившееся значение. Наибольший свободный ток при $\alpha_0 = \pi/2 + \varphi_к$. Этот режим является очень опасным для трансформатора (рис. 2.62, *б*), так как ток переходного процесса принимает здесь максимальное значение приблизительно через полпериода после момента короткого замыкания, т. е. при $\omega t = \pi$.

Подставив в (2.88) значение $\alpha_0 = \pi/2 + \varphi_к$ и $t = \pi/\omega$, получим

$$I_{кmax} = -\sqrt{2}I_{к.уст}(1 + e^{-(R_к/X_к)\pi}). \qquad (2.89)$$

Величину $I_{кmax}$ называют *ударным током короткого замыкания*. Отношение $k_{уд} = I_{кmax}/(\sqrt{2}I_{к.уст})$ называют *ударным коэффициентом*. В мощных трансформаторах отношение $R_к/X_к \approx \approx (1/10 \div 1/15)$, вследствие чего $k_{уд} = 1{,}7 \div 1{,}8$. В трансформаторах средней мощности $k_{уд} = 1{,}2 \div 1{,}3$. В трансформаторах малой мощности активное сопротивление больше индуктивного и практически переходным режимом можно пренебречь, так как $e^{-(R_к/X_к)\pi} \approx 0$.

Установившийся ток к. з. при питании трансформатора от источника электрической энергии бесконечно большой мощности с напряжением $U_{1ном}$ можно выразить через номинальный ток трансформатора:

$$I_{к.уст} = (U_{1ном}/Z_к)(I_{ном}/I_{ном}) = I_{ном}U_{1ном}/U_к = 100I_{ном}/u_к. \qquad (2.90)$$

При реальных условиях работы трансформаторов, т. е. при питании от источника ограниченной мощности, ток $I_{к.уст}$ вычисляют по формуле, учитывающей реактивное сопротивление сети:

$$I_{к.уст} = 100I_{ном}/\{u_к(1 + 100S_{ном}/(u_кS_к)]\}, \qquad (2.91)$$

где $S_{ном}$ – номинальная мощность трансформатора; $S_к$ – мощность короткого замыкания электрической сети.

В трансформаторах средней и большой мощности напряжение $u_к$ обычно составляет 5–15%, поэтому *установившийся ток к. з. в 6–20 раз больше номинального тока*. Согласно ГОСТу силовые трансформаторы должны выдерживать без повреждения ток $I_{к.уст} = 25I_{ном}$.

В автотрансформаторах сопротивление короткого замыкания $Z_к$ и напряжение $u_к$ меньше, чем в двухобмоточных трансформаторах той же номинальной мощности, вследствие чего установившийся и ударный токи короткого замыкания в автотрансформаторах обычно больше. Некоторые автотрансформаторы не могут выдерживать без повреждений токи к. з., и их следует ограничивать до безопасных значений путем включения реакторов.

В трансформаторах и автотрансформаторах малой мощности отношение $I_{к.уст}/I_{ном}$ значительно меньше, чем в мощных трансформаторах.

При коротких замыканиях обмотки трансформаторов сильно нагреваются и на них действуют значительные электромагнитные силы. В трансформаторах при аварийных процес-

сах короткого замыкания температура обмоток $\vartheta_к$ не должна превышать значений, указанных в табл. 2.8.

Для выполнения этого условия необходимо, чтобы длительность короткого замыкания, т. е. время срабатывания защиты было меньше времени $t_к$, требуемого для достижения опасного нагрева.

При установлении времени $t_к$ принимают, что из-за кратковременности работы трансформатора в режиме короткого замыкания процесс нагревания его обмоток происходит адиабатически, т. е. что выделяемая в них теплота не передается окружающей среде. Кроме того, пренебрегают свободной составляющей тока (она практически затухает через 0,03 – 0,6 с) и оценивают интенсивность нарастания температуры по установившемуся току короткого замыкания. При этих условиях время $t_к$ (с), в течение которого медная обмотка достигает температуры 250 °С,

$$t_к \approx 2{,}5\,(u_к/\Delta_к)^2, \qquad (2.92)$$

а алюминиевая обмотка достигает температуры 200 °С

$$t_к \approx 0{,}56\,(u_к/\Delta_к)^2, \qquad (2.93)$$

где $\Delta_к$ – плотность тока при коротком замыкании и токе, подсчитанном по формуле (2.91).

Для масляных трансформаторов с медными и алюминиевыми обмотками длительность короткого замыкания не должна превышать 5 с. Обычно при внешних коротких замыканиях современная быстродействующая защита отключает трансформатор от сети значительно раньше, чем температура его обмоток достигает предельных значений. Однако *при внутренних коротких замыканиях в трансформаторе ток в замкнутых*

Таблица 2.8

Тип трансформатора	Максимально допустимая температура при обмотках, °С	
	медных	алюминиевых
Масляные трансформаторы с изоляцией класса нагревостойкости А	250	200
Сухие трансформаторы с изоляцией класса нагревостойкости А	180	180
То же, с изоляцией класса нагревостойкости Е	250	200
То же, с изоляцией классов нагревостойкости В, F, Н	350	200

накоротко витках возрастает в еще большей степени, чем при коротком замыкании всей обмотки. Это объясняется тем, что при уменьшении числа замкнутых витков ЭДС, действующая в короткозамкнутом контуре, снижается пропорционально числу витков в первой степени, а сопротивление контура (оно определяется индуктивностью замкнутых витков) – пропорционально квадрату числа витков. Поэтому при внутренних коротких замыканиях проводники замкнутых витков частично расплавляются, и в трансформаторе могут возникнуть значительные повреждения.

Электромагнитные силы создаются в трансформаторах в результате взаимодействия тока в обмотке с магнитным полем рассеяния. Реально возникающее поле рассеяния (рис. 2.63, *а*) можно представить в виде суммы двух полей; продольного с индукцией B_d, магнитные линии которого направлены параллельно оси обмотки, и поперечного с индукцией B_q, линии которого расходятся радиально. Наличие поперечного поля обусловлено краевым эффектом, возникающим вследствие конечных значений высоты и ширины обмотки: чем выше обмотка, тем меньше поперечное поле. При взаимодействии этих полей с током обмотки возникают электромагнитные силы: радиальные F_q, стремящиеся сжать внутреннюю обмотку и растянуть внешнюю, и аксиальные F_d, стремящиеся сжать обмотку в продольном направлении.

При отключении в одной из обмоток части витков для регулирования напряжения характер распределения магнитного поля рассеяния изменяется и возникает дополнительное попе-

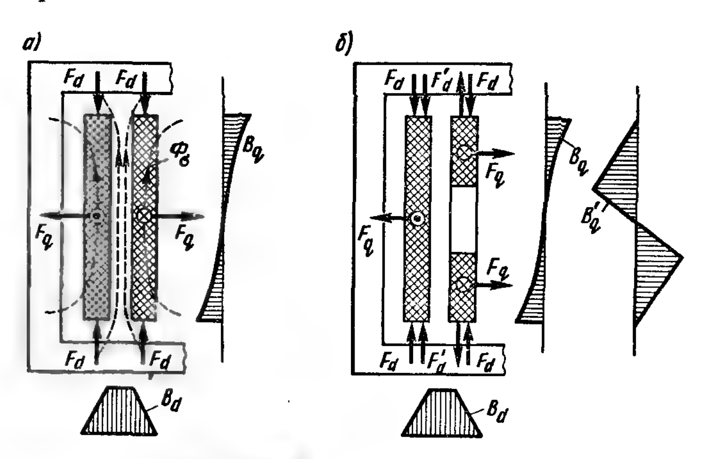


Рис. 2.63. Электромагнитные силы, воздействующие на обмотки трансформатора при коротком замыкании

речное поле с индукцией B'_q (рис. 2.63, *б*). В результате появляются дополнительные аксиальные силы F'_a, стремящиеся увеличить имеющуюся несимметрию в расположении витков обмоток. При симметричном расположении отключаемых витков по высоте силы F'_a имеют наименьшее значение. При отключении части витков, расположенных у верхнего или нижнего краев обмотки, они сильно возрастают, вследствие чего возникают силы, которые могут разрушить ярмовую изоляцию трансформатора и обмотки.

В трансформаторах большой мощности механические усилия, действующие на обмотки, при коротких замыканиях весьма велики и поэтому требуется принимать специальные меры, обеспечивающие механическую прочность обмоток. Поскольку электромагнитные силы пропорциональны квадрату тока, для маломощных трансформаторов опасность механического повреждения обмоток незначительна. Для этих трансформаторов более опасно чрезмерное нагревание обмоток.

Включение ненагруженного трансформатора в сеть. Рассмотрим случай включения однофазного трансформатора при разомкнутой вторичной обмотке. Исходя из схемы замещения трансформатора при холостом ходе (рис. 2.64, *а*), можно составить уравнение

$$L_0 di_0/dt + R_0 i_0 = U_{1m} \sin(\omega t + \alpha_0). \qquad (2.94)$$

Это уравнение по структуре подобно уравнению (2.85) и отличается от него только коэффициентами L_0 и R_0 (вместо $L_к$ и $R_к$). Однако пользоваться им нельзя, так как L_0 опреде-

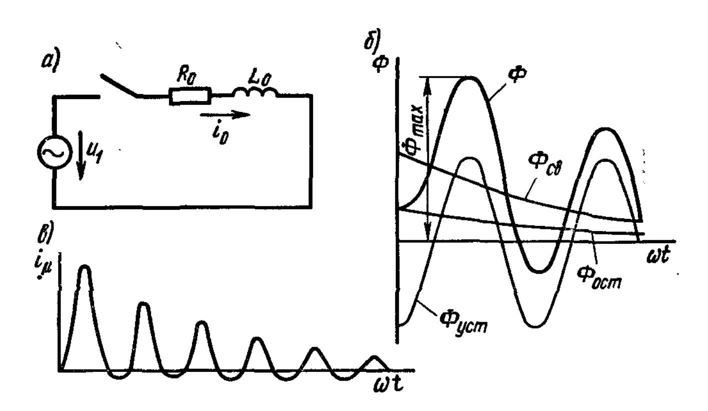


Рис. 2.64. Схема замещения и кривые изменения потока и намагничивающего тока при включении ненагруженного трансформатора в сеть

ляется потоком, замыкающимся по стали, и, следовательно, является переменной величиной.

В уравнении (2.94) вместо переменной i_0 целесообразно ввести переменную Ф, которую можно определить из уравнения $L_0 i_0 = w_1 \Phi$. При этом получим

$$w_1 d\Phi/dt + w_1 (R_0/L_0)\Phi = U_{1m}\sin(\omega t + \alpha_0). \qquad (2.95)$$

Приближенное решение уравнения (2.95) можно получить, полагая $L_0 \approx \text{const}$; погрешность в данном случае небольшая, так как $R_0 \ll \omega L_0$. По аналогии с уравнением (2.85), имеющим ту же структуру, имеем

$$\Phi = \Phi_{уст} + \Phi_{св} = \Phi_m \sin(\omega t + \alpha_0 - \varphi_0) + Ce^{-(R_0/L_0)t}. \qquad (2.96)$$

Так как $\omega L_0 \gg R_0$, то $\varphi_0 \approx \pi/2$ и, следовательно,

$$\Phi = -\Phi_m \cos(\omega t + \alpha_0) + Ce^{-(R_0/L_0)t}. \qquad (2.97)$$

Постоянную интегрирования найдем из начальных условий: при $t = 0$ поток $\Phi = \pm\Phi_{ост}$, где $\Phi_{ост}$ – остаточный магнитный поток, достигающий иногда в трансформаторе значения $0{,}5\Phi_m$. При этом постоянная интегрирования $C = \Phi_m \cos\alpha_0 \pm \Phi_{ост}$, а выражение (2.97) принимает вид

$$\boxed{\Phi = -\Phi_m \cos(\omega t + \alpha_0) + (\Phi_m \cos\alpha_0 \pm \Phi_{ост})\,e^{-(R_0/L_0)t}.} \qquad (2.98)$$

Наиболее благоприятные условия включения при $\alpha_0 = \pi/2$ и $\Phi_{ост} = 0$. В этом случае

$$\Phi = \Phi_m \sin\omega t, \qquad (2.99)$$

т. е. с первого же момента в трансформаторе устанавливается номинальный магнитный поток.

Наиболее неблагоприятно включение трансформатора при $\alpha_0 = 0$ *и противоположном по знаку потоку* $\Phi_{ост}$. Тогда

$$\Phi = -\Phi_m \cos\omega t + (\Phi_m + \Phi_{ост})\,e^{-(R_0/L_0)t}. \qquad (2.100)$$

В этом случае через полпериода после включения поток достигает максимума (рис. 2.64, *б*):

$$\boxed{\Phi_{max} \approx 2\Phi_m + \Phi_{ост} \approx (2 \div 2{,}5)\,\Phi_m.} \qquad (2.101)$$

Двукратной амплитуде потока соответствует намагничивающий ток $I_{\mu max}$, *в десятки и сотни раз* (рис. 2.64, *в*) *превышающий амплитуду установившегося тока холостого хода*, что объясняется насыщением стали. Это следует учитывать при регулировании защитных устройств, чтобы не получалось ложных срабатываний защиты при включении трансформатора.

§ 2.20. ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЯ В ТРАНСФОРМАТОРАХ

Причины появления перенапряжений. При нормальных условиях работы трансформатора между отдельными частями его обмоток (витками и катушками), а также между обмотками и заземленным магнитопроводом действуют синусоидальные напряжения номинальной частоты и амплитуды, которые не опасны для правильно спроектированного трансформатора. Если конец обмотки заземлен, то напряжения, действующие между ее витками и заземленным магнитопроводом, изменяются равномерно, уменьшаясь по мере приближения к концу обмотки. При изолированном конце все точки обмотки находятся под одним и тем же напряжением относительно заземленного магнитопровода.

Однако в процессе эксплуатации трансформатор подвергается также воздействию перенапряжений, превышающих номинальное напряжение по амплитуде и имеющих другую частоту и форму кривой. Перенапряжения в трансформаторах вызывают различные причины: коммутационные (включение и выключение трансформатора или соединенных с ним электрических линий), короткие замыкания и грозовые разряды. Наибольшие перенапряжения (до десятикратных значений номинального напряжения) возникают при прямых ударах молнии в провода и опоры электрических линий и при грозовых разрядах вблизи линий, во время которых в проводах индуцируются электромагнитные волны высокого напряжения. Эти перенапряжения называют атмосферными, они наиболее опасны для продольной изоляции (между катушками, слоями и витками обмотки). Перенапряжения, возникающие вследствие коммутационных причин, воздействуют в основном на главную изоляцию обмоток.

В большинстве случаев грозовые разряды создают в линии перенапряжения в виде кратковременных импульсов (или периодических волн), причем амплитуда и форма импульса перенапряжения, проникающего в обмотки трансформатора, в значительной степени зависит от дальности атмосферного разряда, принятой защиты трансформаторной подстанции от перенапряжений, подходов к ней и т. п. Примерная форма импульса перенапряжений показана на рис. 2.65, *а*. Увеличение напряжения от нуля до максимума (фронт волны) происходит за очень короткий отрезок времени, измеряемый часто десятыми долями микросекунды. Волна с крутым фронтом может рассматриваться как $^1/_4$ периода переменного напряжения очень высокой частоты (10–50 кГц).

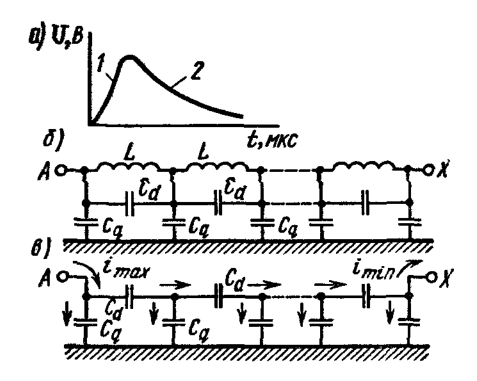


Рис. 2.65. Форма волны перенапряжения и упрощенные схемы замещения первичной обмотки трансформатора при воздействии этой волны:

1 – фронт волны; *2* – хвост волны

Схема замещения при перенапряжениях. В полную схему замещения трансформатора кроме активных и индуктивных сопротивлений необходимо вводить емкостные сопротивления, обусловленные продольными емкостями C_d между отдельными элементами обмоток (витками и катушками) и поперечными емкостями C_q между этими элементами и заземленными частями (магнитопровод, бак). При рабочей частоте 50 Гц созданные емкостями сопротивления весьма велики и практически не оказывают влияния на работу трансформатора. Однако при больших частотах, характерных для волн перенапряжения, влияние этих емкостей возрастает, так как по мере увеличения частоты индуктивное сопротивление X_L увеличивается, а емкостное X_C уменьшается. Следовательно, все бóльшая часть тока начинает проходить через емкости C_d и C_q.

На рис. 2.65,*б* изображена упрощенная схема замещения входной обмотки трансформатора при перенапряжениях, в которой не учитывается активное сопротивление, а индуктивности L включают в себя как собственную, так и взаимные индуктивности каждого элемента обмоток. При подходе волны напряжения к зажимам трансформатора напряжение на обмотке вследствие большой крутизны фронта волны быстро возрастает. Скорость этого процесса настолько велика, что ток сначала не проходит по виткам обмотки из-за большой их индуктивности, а проходит только по ее емкостной цепи (см. рис. 2.65,*в*). В этот момент обмотка действует как некоторая единая емкость $C_{вх} = \sqrt{C_{d\,рез} C_{q\,рез}}$, называемая входной. При этом значения продольной и поперечной составляющих входной емкости $C_{d\,рез} = 1/\sum C_d$ и $C_{q\,рез} = \sum C_q$.

Распределение напряжения по обмотке в начале переходного процесса. При воздействии на трансформатор набегающей волны перенапряжения с крутым фронтом в схеме замещения входной обмотки возникает переходный процесс изменения

тока и напряжения. В начальный момент в течение долей микросекунды возникает процесс заряда входной емкости. При этом при переходе волны напряжения из электрической линии (т. е. из цепи с меньшим волновым сопротивлением) в трансформатор (т. е. в цепь с большим волновым сопротивлением) напряжение на его входной обмотке сначала уменьшается до нуля, а затем возрастает и достигает двукратного значения амплитуды волны. При начальном заряде входной емкости токи и электрические заряды распределяются по емкостной цепи (рис. 2.65, *в*) от начала обмотки *A* к ее концу *X* неравномерно, так как по мере приближения к концу обмотки все большая часть тока ответвляется через поперечные емкости C_q в землю. Поэтому начальное распределение напряжения вдоль обмотки также неравномерно. Степень неравномерности зависит от коэффициента $\alpha = \sqrt{C_{q\,\text{рез}}/C_{d\,\text{рез}}}$. Решение системы дифференциальных уравнений, характеризующих распределение зарядов и напряжений вдоль емкостной цепи, имеет следующий вид:

$$u_x = A_1 e^{\alpha x} + A_2 e^{-\alpha x}, \qquad (2.102)$$

где x – относительное расстояние рассматриваемой точки обмотки от ее конца (принимая длину обмотки $l = 1$); A_1 и A_2 – постоянные интегрирования, которые находятся из начальных условий.

При заземлении конца обмотки *X* уравнение (2.102) принимает вид

$$u_x = U_A (e^{\alpha x} - e^{-\alpha x})/(2\operatorname{sh}\alpha) = U_A \operatorname{sh}\alpha x/(\operatorname{sh}\alpha), \qquad (2.103)$$

а при незаземленном конце

$$u_x = U_A (e^{\alpha x} + e^{-\alpha x})/(2\operatorname{ch}\alpha) = U_A \operatorname{ch}\alpha x/(\operatorname{ch}\alpha), \qquad (2.104)$$

где U_A – амплитуда волны перенапряжения.

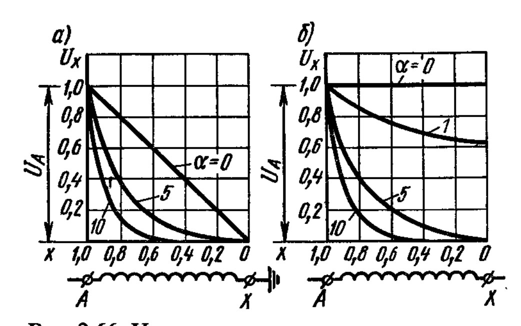


Рис. 2.66. Начальные распределения напряжения вдоль обмотки трансформатора при перенапряжениях для различных значений α

Полученные из уравнений (2.103) и (2.104) начальные распределения напряжений вдоль обмотки для различных значений α при заземленной и изолированной нейтрали изображены на рис. 2.66, *а* и *б*.

Обычно в трансформаторах $C_{q\text{рез}} > C_{d\text{рез}}$ и $\alpha = 5 \div 15$, поэтому начальное распределение напряжения вдоль обмотки крайне неравномерно и почти одинаково для обмоток с заземленной и изолированной нейтралью. Кривые распределения напряжения показывают, что *при перенапряжениях наибольшей опасности подвергается изоляция начальных витков и катушек, так как в начальные моменты на них падает максимальная часть напряжения.*

Распределение напряжения по обмотке в течение переходного процесса. По окончании переходного процесса в обмотках с заземленным концом напряжение распределено вдоль обмотки равномерно (рис. 2.67, *а*), а в обмотках с изолированным концом ко всем частям обмотки приложено одинаковое напряжение (рис. 2.67, *б*). Процесс проникновения волны перенапряжения в обмотку можно рассматривать как переход от начального распределения напряжения (кривые *1*) к конечному (прямые *2*). Индуктивности и емкости, имеющиеся в схеме замещения, образуют колебательные контуры, вследствие чего переходный процесс сопровождается возникновением высокочастотных электромагнитных колебаний. Амплитуда возможных колебаний напряжения в каждой точке обмотки равна разности ординат кривых *1* и прямых *2*. Они совершаются относительно прямых *2* — конечного распределения напряжений, поэтому максимальные значения их ограничены кривыми *3*. Штриховые кривые *4* на рис. 2.67 показывают характер распределения напряжения вдоль обмотки в некоторый момент времени после начала переходного процесса. С течением времени возникающие колебания из-за наличия активного сопротивления обмотки затухают.

Из рассмотрения кривых, приведенных на рис. 2.67, следует, что во время колебаний большие перепады напряжения воз-

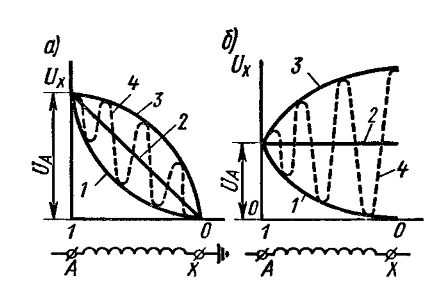


Рис. 2.67. Распределение напряжения вдоль обмотки трансформатора при высокочастотных колебаниях:

1 — начальное распределение; *2* — конечное распределение; *3* — граничные значения максимальных напряжений; *4* — изменение напряжения вдоль обмотки при колебательном процессе

никают в средней и конечной частях обмотки. Кроме того, в отдельных частях обмотки напряжение относительно земли может стать больше амплитуды падающей на обмотку волны перенапряжения U_A. В частности, *при незаземленной нейтрали наибольшее напряжение падает на изоляцию конечных витков и катушек*. Это является существенным недостатком трансформаторов с изолированной нейтралью.

Защита от перенапряжений. Для предотвращения воздействия на трансформаторы волн перенапряжений с амплитудой, превышающей допустимую для данного класса изоляции, трансформаторные подстанции защищают заземленными тросами и разрядниками. Они обеспечивают снижение амплитуды падающей на трансформаторы волны перенапряжения.

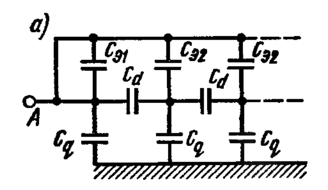
В трансформаторах напряжением 35 кВ для защиты от атмосферных перенапряжений в начале и конце обмотки ВН усиливают изоляцию первой и второй катушек, а также увеличивают вентиляционные каналы между ними. Нейтрали обмоток с напряжением 35 кВ и выше заземляют непосредственно либо через сопротивления, которые при высокочастотных колебаниях не оказывают существенного влияния на характер переходного процесса.

Для выравнивания начального распределения напряжения и сближения его с конечным распределением, а также для снижения опасных резонансных электромагнитных колебаний под воздействием волн перенапряжений в трансформаторах напряжением 110 кВ и выше применяют *емкостную защиту обмоток*. Сущность такой защиты заключается в том, что в конструкцию обмотки включают добавочные емкости $C_{э1}$ и $C_{э2}$ (рис. 2.68,*а*), выполненные в виде электростатических экранов, которые шунтируют продольные емкости C_d. В этом случае при заземлении конца X обмотки ВН кривая начального распределения напряжения *1* (см. рис. 2.67) приближается к прямой *2* конечного распределения.

Емкостная защита состоит из следующих элементов (рис. 2.68,*б*):

а) емкостного кольца *1*, установленного у входной катушки. Оно выравнивает электрическое поле у начала обмотки и представлено на принципиальной схеме (рис. 2.68,*а*) в виде емкости $C_{э1}$. Емкостное кольцо изготовляют из тонкой медной ленты шириной 20–30 мм, завернутой в кабельную бумагу и наматываемой в два слоя (бифилярно) на шайбу из электрокартона с закругленными краями;

б) экранирующих витков *3*, выполненных в виде разомкнутых металлических колец, охватывающих несколько первых катушек обмотки и прикрепленных к ним. Они повышают



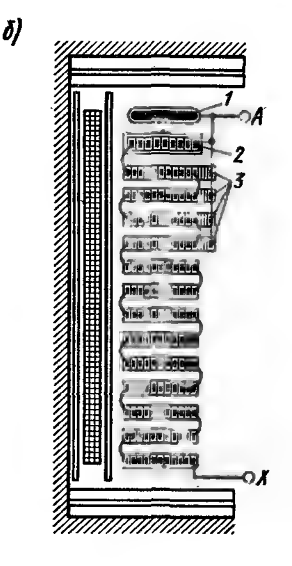


Рис. 2.68. Принципиальная схема емкостной защиты и ее выполнение в трансформаторах напряжением 110 кВ

электрические потенциалы у начальной и последующих катушек обмотки и представлены на принципиальной схеме (рис. 2.68, *а*) в виде емкостей $C_{э2}$. Экранирующие витки выполняют из того же провода, что и витки катушек и имеют усиленную изоляцию. Для уменьшения емкостей $C_{э2}$ экранирующие витки катушек, более удаленных от начала, располагают на бóльшем расстоянии от катушек обмотки, чем начальные витки. Все начала экранирующих витков и емкостное кольцо присоединяют к началу *А* обмотки, т. е. они имеют потенциал электрической линии. Трансформаторы с емкостной защитой называют *грузоупорными* или *нерезонирующими*, так как у них практически устранена опасность возникновения значительных резонансных колебаний в обмотках при воздействии периодических затухающих волн перенапряжения.

В трансформаторах напряжением 110 кВ и выше наряду с емкостной защитой начальные *2* и концевые катушки высоковольтных обмоток выполняют с усиленной изоляцией.

§ 2.21. НЕСИММЕТРИЧНАЯ НАГРУЗКА ТРЕХФАЗНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ

В эксплуатации отдельные фазы трансформатора могут быть нагружены несимметрично из-за неравномерного распределения по фазам осветительной или другой однофазной нагрузки. Иногда имеются и несимметричные режимы, вызван-

ные авариями — одно- и двухфазными короткими замыканиями в электрических сетях, питающихся от трансформаторов.

При несимметричных нагрузках ЭДС вторичных обмоток (а следовательно, и напряжения) могут существенно отличаться от их значений при нормальных, симметричных режимах, а это отрицательно влияет на работу потребителей электрической энергии, особенно на лампы накаливания и на асинхронные двигатели.

Общий метод анализа несимметричных режимов. При анализе будем считать заданными:

1) первичные линейные напряжения, векторы которых образуют симметричную трехлучевую звезду (мощность питающей сети предполагается очень большой);

2) векторы вторичных токов, определяемые значением и характером нагрузки.

Общим методом анализа несимметричных режимов является метод симметричных составляющих, согласно которому трехфазная несимметричная система токов $\dot I_a$, $\dot I_b$ и $\dot I_c$ (рис. 2.69, *а*) разлагается на системы токов прямой, обратной и нулевой последовательностей, т. е. производится замена:

$$\left.\begin{aligned} \dot I_a &= \dot I_{a1} + \dot I_{a2} + \dot I_{a0};\\ \dot I_b &= \dot I_{b1} + \dot I_{b2} + \dot I_{b0};\\ \dot I_c &= \dot I_{c1} + \dot I_{c2} + \dot I_{c0}. \end{aligned}\right\} \qquad (2.105)$$

Векторы $\dot I_{a1}$, $\dot I_{b1}$ и $\dot I_{c1}$ создают систему векторов прямой последовательности (рис. 2.69, *б*), т. е. имеют то же чередование фаз, что и заданная система векторов $\dot I_a$, $\dot I_b$ и $\dot I_c$. Следовательно, $\dot I_{b1} = e^{j4\pi/3}\dot I_{a1}$; $\dot I_{c1} = e^{j2\pi/3}\dot I_{a1}$. Система векторов обратной последовательности $\dot I_{a2}$, $\dot I_{b2}$ и $\dot I_{c2}$ (рис. 2.69, *в*) имеет обратное чередование фаз и характеризуется соотношениями $\dot I_{b2} = e^{j2\pi/3}\dot I_{a2}$ и $\dot I_{c2} = e^{j4\pi/3}\dot I_{a2}$. Напомним, что умножение вектора на $e^{j\varphi}$ соответствует повороту вектора в сторону, противоположную вращению часовой стрелки.

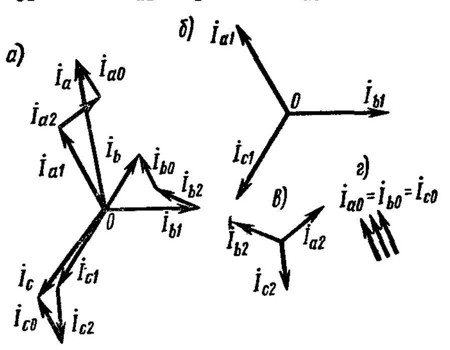


Рис. 2.69. Разложение несимметричной системы токов (*а*) на симметричные составляющие (*б*, *в*, *г*)

Система векторов нулевой последова-

тельности показана на рис. 2.69, *г*. Для нее характерно соотношение $\dot{I}_{a0} = \dot{I}_{b0} = \dot{I}_{c0}$.

Подставляя значения указанных векторов в (2.105) и учитывая, что сумма $1 + e^{j2\pi/3} + e^{j4\pi/3} = 0$, можно найти значения векторов:

$$\left.\begin{aligned}\dot{I}_{a1} &= (1/3)(\dot{I}_a + e^{j2\pi/3}\dot{I}_b + e^{j4\pi/3}\dot{I}_c);\\ \dot{I}_{a2} &= (1/3)(\dot{I}_a + e^{j4\pi/3}\dot{I}_b + e^{j2\pi/3}\dot{I}_c);\\ \dot{I}_{a0} &= (1/3)(\dot{I}_a + \dot{I}_b + \dot{I}_c).\end{aligned}\right\} \quad (2.106)$$

Несимметричная нагрузка при отсутствии токов нулевой последовательности. Из системы уравнений (2.106) следует, что $\dot{I}_a + \dot{I}_b + \dot{I}_c = 3\dot{I}_{a0}$. Таким образом, при наличии токов нулевой последовательности векторная сумма токов трех фаз отлична от нуля. Очевидно, что в трансформаторе токи нулевой последовательности могут возникать только тогда, когда хотя бы одна из обмоток имеет нулевой провод (или при заземлении нулевой точки, когда четвертым проводом служит земля). Следовательно, при схемах соединения обмоток *У/У*, *У/Д*, *Д/У* и *Д/Д* токи нулевой последовательности всегда отсутствуют (они могут отсутствовать и в схемах с нулевым проводом, если ток в нем равен нулю).

Упрощенные схемы замещения для каждой фазы трансформатора при токах прямой и обратной последовательностей аналогичны схеме (см. рис. 2.33, *а*), полученной при симметричной нагрузке трансформатора. Это очевидно для токов прямой последовательности, так как симметричная нагрузка и предполагает наличие только токов прямой последовательности. Если у трансформатора, работающего с симметричной нагрузкой, переменить местами два зажима со стороны первичной обмотки и два зажима со стороны вторичной обмотки, то режим работы не изменится. Однако чередование векторов токов фаз при этом изменяется на обратное, т. е. соответствует токам обратной последовательности. Следовательно, токи обратной последовательности трансформируются из одной обмотки в другую так же, как и токи прямой последовательности.

Сопротивление трансформатора относительно токов прямой и обратной последовательностей одинаково и равно сопротивлению короткого замыкания $\underline{Z}_к$. Вследствие этого при отсутствии токов нулевой последовательности можно не пользоваться методом симметричных составляющих, а рассматривать каждую фазу отдельно как независимый трансформатор.

Если вторичная обмотка соединена по схеме *У*, то фазные

токи равны линейным. При соединении обмотки по схеме *Д* линейные токи $\dot{I}_a$, $\dot{I}_b$ и $\dot{I}_c$ равны векторной разности фазных токов:

$$\dot{I}_a = \dot{I}_{a\text{ф}} - \dot{I}_{b\text{ф}}; \quad \dot{I}_\text{в} = \dot{I}_{b\text{ф}} - \dot{I}_{c\text{ф}}; \quad \dot{I}_c = \dot{I}_{c\text{ф}} - \dot{I}_{a\text{ф}} \qquad (2.107)$$

и, кроме того,

$$\dot{I}_{a\text{ф}} + \dot{I}_{b\text{ф}} + \dot{I}_{c\text{ф}} = 0, \qquad (2.108)$$

так как токи нулевой последовательности отсутствуют. Решая совместно (2.107) и (2.108), получаем

$$\dot{I}_{a\text{ф}} = (\dot{I}_a - \dot{I}_c)/3; \; \dot{I}_{b\text{ф}} = (\dot{I}_b - \dot{I}_a)/3; \; \dot{I}_{c\text{ф}} = (\dot{I}_c - \dot{I}_b)/3. \qquad (2.109)$$

Фазные токи первичной обмотки определяются из условия равновесия первичных и вторичных МДС. Пренебрегая намагничивающим током, для каждой из фаз, имеем

$$\dot{I}_{A\text{ф}} = -\dot{I}'_{a\text{ф}}; \; \dot{I}_{B\text{ф}} = -\dot{I}'_{b\text{ф}}; \; \dot{I}_{C\text{ф}} = -\dot{I}'_{c\text{ф}}, \qquad (2.110)$$

где знак «штрих» показывает, что ток вторичной обмотки приведен к числу витков первичной обмотки.

Следовательно, для токов в первичной обмотке получаем такие же соотношения, как и для токов во вторичной обмотке (с учетом разницы в схемах их соединения).

Фазные первичные и вторичные напряжения имеют связь, определяемую уравнениями

$$\dot{U}_A - \dot{I}_{A\text{ф}}\underline{Z}_\text{к} = -\dot{U}'_a; \; \dot{U}_B - \dot{I}_{B\text{ф}}\underline{Z}_\text{к} = -\dot{U}'_b;$$
$$\dot{U}_C - \dot{I}_{C\text{ф}}\underline{Z}_\text{к} = -\dot{U}'_c. \qquad (2.111)$$

Так как сопротивление короткого замыкания трансформатора $\underline{Z}_\text{к}$ мало, различие в фазных токах (обусловленное несимметрией нагрузки) не приводит к существенной несимметрии вторичных напряжений, если токи нагрузки не превышают номинальные значения.

Несимметричная нагрузка при наличии токов нулевой последовательности. Рассмотрим случай несимметричной нагрузки с токами нулевой последовательности при соединении трансформаторов по схеме $У_\text{н}У_\text{н}$ (рис. 2.70, *а*). При этом токи нулевой последовательности замыкаются через нулевой провод и во вторичных, и в первичных обмотках. Пренебрегая намагничивающим током, для каждой из фаз обмоток можно составить уравнения (2.110), т. е. считать, что в каждой фазе наблюдается такое же равновесие МДС первичной и вторичной обмоток, как и при отсутствии токов нулевой последовательности. Вследствие этого в рассматриваемом случае справедливы уравнения (2.111), и искажение симметрии фазных вторичных напряжений незначительно.

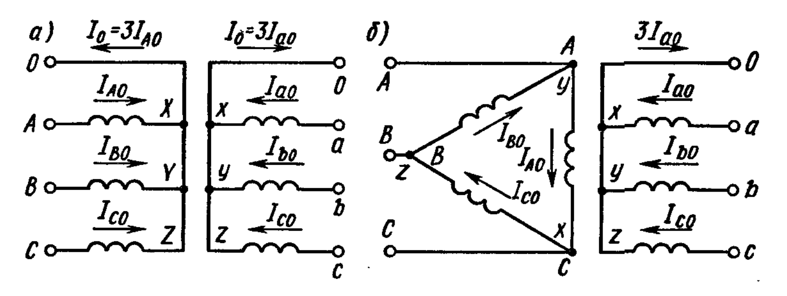


Рис. 2.70. Токи нулевой последовательности при соединении обмоток трансформатора по схемам $У_н/У_н$ и $Д/У_н$

Аналогично имеем при соединении трансформаторов по схеме $Д/У_н$ (рис. 2.70, *б*). Хотя в линейных проводах первичной обмотки, соединенной треугольником, не может быть токов нулевой последовательности, в фазах первичной обмотки такие токи проходят. Это объясняется тем, что токи нулевой последовательности, проходящие по вторичным обмоткам, создают МДС, которая в свою очередь создает поток нулевой последовательности и соответствующие ЭДС в фазах первичной обмотки. Однако так как соединение треугольником для ЭДС и токов нулевой последовательности равносильно короткому замыканию, то весьма незначительный поток и ЭДС нулевой последовательности создают токи в первичной обмотке, практически полностью компенсирующие МДС токов той же последовательности, но замыкающихся по вторичной обмотке. Следовательно, и при схеме соединений $Д/У_н$ справедливы соотношения (2.107)–(2.111).

Таким образом, при наличии токов нулевой последовательности и в первичных, и во вторичных обмотках трансформатора (схемы $У_н/У_н$ и $Д/У_н$) МДС токов нулевой последовательности взаимно уравновешиваются в каждой фазе, вследствие чего симметрия фазных напряжений искажается слабо — только за счет падений напряжения $\dot{I}_ф \underline{Z}_к$.

Другие условия получаем при соединении обмоток трансформатора по схеме $У/У_н$, когда токи нулевой последовательности имеются только во вторичной обмотке (рис. 2.71, *а*), а в первичной обмотке эти токи физически не могут проходить, так как во всех фазах они совпадают по времени, а нулевой провод отсутствует.

Если вторичная обмотка при таком соединении нагружена несимметрично и содержит токи всех последовательностей, то вторичные токи прямой и обратной последовательностей вызывают в первичной обмотке соответствующие составляющие

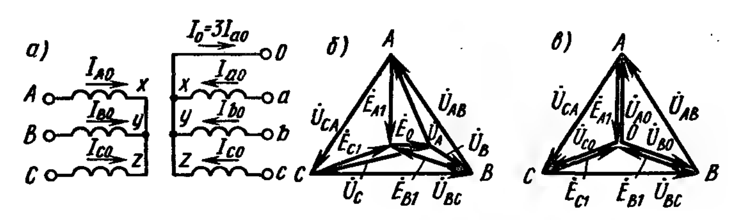


Рис. 2.71. Токи нулевой последовательности при соединении обмоток трансформатора по схеме $У/У_н$ и векторные диаграммы фазных и линейных напряжений при нагрузке и холостом ходе

токов, которые создают сравнительно малые падения напряжения. Однако неуравновешенные со стороны первичной обмотки вторичные токи нулевой последовательности намагничивают сердечник и создают потоки нулевой последовательности. Потоки нулевой последовательности индуцируют в обеих обмотках ЭДС E_0, которые складываются с ЭДС $\dot E_{A1}$, $\dot E_{B1}$ и $\dot E_{C1}$ прямой последовательности. Поэтому

$$\dot E_A = \dot E_{A1} + \dot E_0;\ \dot E_B = \dot E_{B1} + \dot E_0;\ \dot E_C = \dot E_{C1} + \dot E_0. \qquad (2.112)$$

При этом система первичных и вторичных фазных напряжений искажается, хотя система первичных линейных напряжений остается симметричной. Система вторичных линейных напряжений искажается мало, так как в разностях $\dot U_{ab} = \dot U_a - \dot U_b$, $\dot U_{bc} = \dot U_b - \dot U_c$ и $\dot U_{ca} = \dot U_c - \dot U_a$ ЭДС нулевой последовательности исчезают.

На рис. 2.71,*б* показана упрощенная диаграмма напряжений трансформатора, включенного по схеме $У/У_н$ при активной нагрузке в фазе *ах* (токи I_b и I_c равны нулю), где приближенно принято, что напряжение равно ЭДС. Фазные напряжения $\dot U_A$,$\dot U_B$ и $\dot U_C$ сильно искажены по сравнению с их значениями $\dot U_{A0}$, $\dot U_{B0}$, $\dot U_{C0}$ при холостом ходе (рис. 2.71,*в*), что неблагоприятно влияет на потребители.

Особенно сильное искажение фазных напряжений происходит в броневых и бронестержневых трансформаторах и в трехфазных группах, где поток нулевой последовательности может свободно замыкаться. В этих трансформаторах незначительный по величине ток нулевой последовательности (примерно равный току холостого хода) создает большую ЭДС E_0. Поэтому соединение $У/У_н$ в этих трансформаторах обычно не применяется.

В трехстержневых трансформаторах с соединением $У/У_н$ токи нулевой последовательности меньше искажают фазные напряжения, так как потоки нулевой последовательности во всех стержнях совпадают по времени и, следовательно, могут

замыкаться только по тому же пути, что и потоки рассеяния: через воздух (или масло), стяжные болты, стенки бака и др. Вследствие этого поток нулевой последовательности ослабляется и возникает сравнительно небольшая ЭДС.

В СССР трехстержневые трансформаторы с соединением обмоток по схеме $У/У_н$ выполняют мощностью до 6000 кВ·А, при этом необходимо, чтобы ток в нулевом проводе не превышал 25% номинального тока. При соблюдении данного условия фазные напряжения остаются практически симметричными.

Теоретический расчет сопротивлений для токов нулевой последовательности представляет собой очень сложную задачу, поэтому практически сопротивление определяется экспериментальным путем. Для этого три фазы обмотки, нормально включенной по схеме $У_н$, соединяют последовательно и подключают к источнику однофазного тока. Обмотку, соединенную нормально по схеме *У*, оставляют разомкнутой. Измерения производят обычным методом с помощью амперметра, вольтметра и ваттметра.

Если обе обмотки соединены по схеме $У_н$ или одна из обмоток соединена по схеме *Д*, сопротивление для токов нулевой последовательности можно принять равным сопротивлению короткого замыкания, так как токи нулевой последовательности в каждой фазе с первичной и вторичной стороны магнитно уравновешены.

§ 2.22. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ

Области применения. Измерительные трансформаторы используют главным образом для подключения электроизмерительных приборов в цепи переменного тока высокого напряжения. При этом электроизмерительные приборы оказываются изолированными от цепей высокого напряжения, что обеспечивает безопасность работы обслуживающего персонала. Кроме того, измерительные трансформаторы дают возможность расширять пределы измерения приборов, т. е. измерять большие токи и напряжения с помощью сравнительно несложных приборов, рассчитанных для измерения малых токов и напряжений. В ряде случаев измерительные трансформаторы служат для подключения к цепям высокого напряжения обмоток реле, обеспечивающих защиту электрических установок от аварийных режимов.

Измерительные трансформаторы подразделяют на два типа – трансформаторы напряжения и трансформаторы тока. Первые служат для включения вольтметров, а также других

приборов, реагирующих на значение напряжения (например, катушек напряжения ваттметров, счетчиков, фазометров и различных реле). Вторые служат для включения амперметров и токовых катушек указанных приборов. Измерительные трансформаторы изготовляют мощностью от пяти до нескольких сотен вольт-ампер; они рассчитаны для совместной работы со стандартными приборами (амперметрами на 1; 2; 2,5 и 5 А, вольтметрами на 100 и $100/\sqrt{3}$ В).

Трансформатор напряжения. Его выполняют в виде двухобмоточного понижающего трансформатора (рис. 2.72, *а*). Для обеспечения безопасности работы обслуживающего персонала вторичную обмотку тщательно изолируют от первичной и заземляют. Условное обозначение трансформатора напряжения такое же, как двухобмоточного трансформатора.

Так как сопротивления обмоток вольтметров и других приборов, подключаемых к трансформатору напряжения, велики, то он практически работает в режиме холостого хода. В этом режиме можно с достаточной степенью точности считать, что

$$U_1 = U_2' = U_2 k.$$

В действительности ток холостого хода I_0 (а также небольшой ток нагрузки) создает в трансформаторе падение напряжения, поэтому, как видно из векторной диаграммы (рис. 2.72, *б*), $U_2' \neq U_1$ и между векторами этих напряжений имеется некоторый сдвиг по фазе δ_u. В результате этого при измерениях образуются некоторые погрешности.

В измерительных трансформаторах напряжения различают два вида погрешностей:

а) относительная погрешность напряжения

$$\gamma_u = [(U_2 k - U_1)/U_1]\, 100\,\%; \tag{2.113}$$

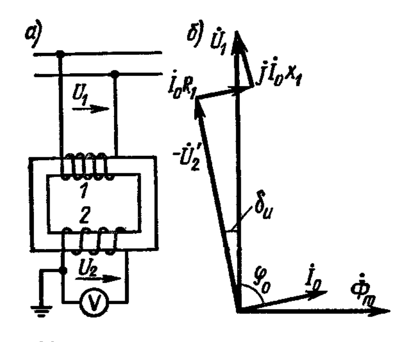


Рис. 2.72. Схема включения и векторная диаграмма измерительного трансформатора напряжения:

1 — первичная обмотка; *2* — вторичная обмотка

б) *угловая погрешность* δ_u; за ее значение принимают угол между векторами $\dot{U}_1$ и $-\dot{U}'_2$. Она влияет на результаты измерений, выполненных с помощью ваттметров, счетчиков, фазометров и прочих приборов, показания которых зависят не только от силы тока и напряжения, но и от угла сдвига фаз между ними. Угловая погрешность считается положительной, если вектор $\dot{U}'_2$ опережает вектор $\dot{U}_1$.

В зависимости от величины допускаемых погрешностей стационарные трансформаторы напряжения подразделяют на три класса точности: 0,5; 1 и 3; а лабораторные – на четыре класса: 0,05; 0,1; 0,2 и 0,5. Обозначение класса соответствует величине относительной погрешности γ_u при номинальном напряжении $U_{1ном}$.

Значения погрешностей стационарных трансформаторов напряжения согласно ГОСТу приведены в табл. 2.9.

Выпускаемые промышленностью трансформаторы напряжения сохраняют класс точности при изменении первичного напряжения от 80 до 120% номинального.

Для уменьшения погрешностей γ_u и δ_u сопротивления обмоток трансформатора $\underline{Z}_1$ и $\underline{Z}_2$ делают по возможности малыми, а магнитопровод выполняют из высококачественной стали достаточно большого поперечного сечения, чтобы в рабочем режиме он не был насыщен. Благодаря этому обеспечивается значительное уменьшение тока холостого хода.

Трансформатор тока. Его выполняют в виде двухобмоточного повышающего трансформатора (рис. 2.73, *а*) или в виде проходного трансформатора, у которого первичной обмоткой служит провод, проходящий через окно магнитопровода. В некоторых конструкциях магнитопровод и вторичная обмотка смонтированы на проходном изоляторе, служащем для ввода высокого напряжения в силовой трансформатор или другую электрическую установку. Первичной обмоткой трансформатора служит медный стержень, проходящий внутри изолятора (рис. 2.73, *б*).

Таблица 2.9

Класс точности	0,5	1	3
Максимальная относительная погрешность при напряжении (0,8 ÷ 1,2) $U_{ном}$, % . .	±0,5	±1,0	±3,0
Угловая погрешность, мин	±20	±40	Не нормирована

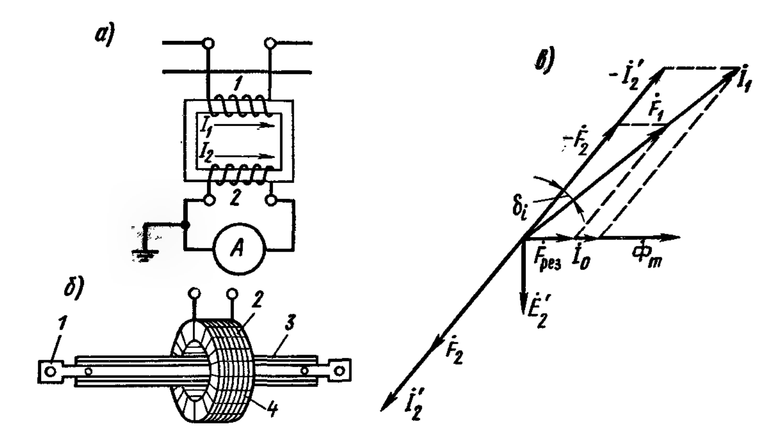


Рис. 2.73. Схема включения трансформатора тока (*а*), общий вид проходного трансформатора (*б*) и векторная диаграмма (*в*):
1 – медный стержень (первичная обмотка); *2* – вторичная обмотка; *3* – изолятор; *4* – магнитопровод

Сопротивления обмоток амперметров и других приборов, подключаемых к трансформатору тока, обычно малы. Поэтому он практически работает в режиме короткого замыкания, при котором токи I_1 и I_2' во много раз больше тока I_0, и с достаточной степенью точности можно считать, что

$$I_1 = I_2' = I_2/k. \tag{2.114}$$

В действительности из-за наличия холостого хода $I_0 \approx I_\mu$ в рассматриваемом трансформаторе $I_1 \neq I_2$ и между векторами этих токов имеется некоторый угол, отличный от 180° (рис. 2.71, *в*). Это создает относительную токовую погрешность

$$\gamma_i = [(I_2 k - I_1)/I_1]\,100\,\% \tag{2.115}$$

и угловую погрешность, измеряемую углом δ_i между векторами $\dot I_1$ и $-\dot I_2'$. Погрешность δ_i считается положительной, если вектор $-\dot I_2'$ опережает вектор $\dot I_1$.

В зависимости от значения допускаемых погрешностей трансформаторы тока подразделяют на пять классов точности: стационарные – на классы 0,2; 0,5; 1; 3 и 10; лабораторные – на классы 0,01; 0,02; 0,05; 0,1; 0,2. Приведенные цифры соответствуют допускаемой для данного класса токовой погрешности при номинальном значении тока. Значения погрешностей стационарных трансформаторов тока согласно ГОСТу приведены в табл. 2.10.

Таблица 2.10

Класс точности	Первичный ток в процентах от номинального	Предельное значение погрешности		Пределы вторичной нагрузки в процентах от номинальной при $\cos\varphi_2 = 0{,}8$
		токовой, %	угловой, мин	
0,2	10 20 100–120	±0,50 ±0,35 ±0,20	±20 ±15 ±10	25–100
0,5	10 20 100–120	±1 ±0,75 ±0,50	±60 ±45 ±30	25–100
1	10 20 100–120	±2 ±1,5 ±1	±120 ±90 ±60	25–100
3	50–120	±3	Не нормируется	50–100
10	50–120	±10	То же	50–100

§ 2.23. ТРАНСФОРМАТОРЫ ДЛЯ ВЕНТИЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

При использовании трансформаторов в вентильных преобразователях в цепи их вторичных обмоток включают электрические вентили, пропускающие ток только в одном направлении. Характерной особенностью этих трансформаторов является *неодновременная нагрузка отдельных фаз, связанная с поочередным отпиранием вентилей, включенных в соответствующие фазы.* Это обстоятельство вызывает ряд неблагоприятных последствий, основные из которых — *наличие в кривых первичного I_1 и вторичного I_2 токов значительных высших гармонических и дополнительное подмагничивание сердечника при некоторых схемах выпрямления.*

Схемы соединения обмоток. В рассматриваемых трансформаторах различают сетевую обмотку, подключаемую к питающей сети, и вентильную обмотку, к которой подключают вентили преобразователя.

Обычно сетевые обмотки трехфазных трансформаторов соединяют по схеме *У* или *Д*. Вентильные обмотки соединяют так, чтобы обеспечить преобразование одно- или трехфазного тока в многофазный с числом фаз, необходимым для соответствующей схемы преобразователя. *При увеличении числа фаз преобразователя резко уменьшаются пульсации выпрямленного напряжения.* В табл. 2.11 приведены схемы соединения

Таблица 2.11

№ схемы	Схема	Схема соединения вентильной обмотки в векторном изображении	Степень сглаживания тока	$\frac{U_{d0}}{U_{20}}$	$\frac{I_2}{I_d}$	$\frac{I_1}{I_d}$	$\frac{S_т}{P_{d ном}}$
1	Однофазная нулевая		Идеально сглаженный Несглаженный	0,90	$\frac{0,707}{0,785}$	$\frac{1,0}{1,11}$	$\frac{1,34}{1,48}$
2	Однофазная мостовая		Идеально сглаженный Несглаженный	0,90	$\frac{1,0}{1,11}$	$\frac{1,0}{1,11}$	$\frac{1,11}{1,23}$
3	Трехфазная нулевая («трехфазный зигзаг»)		Идеально сглаженный Несглаженный	1,17	$\frac{0,577}{0,587}$	$\frac{0,471}{0,481}$	$\frac{1,34/1,46^{**}}{1,37/1,48^{**}}$

4	Трехфазная мостовая	1, 2, 3 или 1, 2, 3	Идеально сглаженный	2,34* / 1,35	0,816* / 0,471	0,816* / 0,471	1,05
5	Две обратные звезды с уравнительным реактором	1, 3, 5, 0, 2, 4, 6	То же	1,17	0,289	0,408	1,26
6	Двенадцатифазная мостовая	1, 3, 5, 2, 4, 6	То же	4,68	0,816*** / 0,471	1,57	1,02

* В числителе – при соединении вентильной обмотки по схеме $У$, в знаменателе – при соединении ее по схеме $Д$.

** В числителе – при соединении вентильной обмотки по схеме $У_н$, в знаменателе – при соединении ее по схеме $Z_н$.

*** В числителе – для вентильной обмотки, соединенной $У$, в знаменателе – для обмотки, соединенной $Д$.

вентильных обмоток в векторном изображении при различных схемах включения вентилей. Так, например, в схеме № 1 вентильная обмотка имеет три вывода: от начал *1* и *2* и от средней точки *0* (нулевой вывод). Поэтому она преобразует однофазный ток в двухфазный со сдвигом по фазе между вторичными напряжениями, равный 180°. В схеме № 5 вентильная обмотка подразделена на две обратные звезды (*1-3-5* и *2-4-6*) и преобразует трехфазный ток в шестифазный со сдвигом по фазе между вторичными напряжениями, равный 60°. Уравнительный реактор, включенный между нулевыми точками двух звезд вентильной обмотки, обеспечивает возможность параллельной работы двух соседних фаз этой обмотки, при сдвиге индуцируемых в них ЭДС на 60°. Этим достигается лучшее использование трансформатора. В схеме № 6 трехфазный ток также преобразуется в шестифазный, но если к двум частям вентильной обмотки *1-3-5* и *2-4-6* подключить два трехфазных вентильных моста и соединить их последовательно, то выпрямленное напряжение по кратности пульсаций будет соответствовать 12-фазной системе вторичных напряжений. В этой схеме фазное напряжение обмотки, соединенной по схеме *Д*, должно быть в $\sqrt{3}$ раз больше, чем у обмотки, соединенной по схеме *У*.

В табл. 2.11 указаны также основные соотношения электрических параметров для приведенных схем; при этом приняты следующие обозначения: U_{d0} – среднее значение напряжения между положительным и отрицательным выводами преобразователя при холостом ходе без учета падения напряжения в выпрямителе и тока холостого хода в схеме с уравнительным реактором; U_{20} – действующее значение напряжения в фазе вентильной обмотки при холостом ходе; I_2 и I_1 – действующие значения тока в фазах вентильной и сетевой обмоток (значение тока I_1 указано при коэффициенте трансформации $k = 1$); I_d – среднее значение тока на стороне постоянного тока преобразователя; $S_т$ – типовая мощность трансформатора; $P_{dном}$ – номинальная мощность на стороне постоянного тока преобразователя.

Типовая мощность трансформатора. В трансформаторах, предназначенных для вентильных преобразователей, по первичной и вторичной обмоткам проходят несинусоидальные токи, содержащие ряд высших гармонических. Это происходит по следующим причинам:

а) вентили, включенные в цепи отдельных фаз вторичной обмотки, пропускают ток только в течение части периода;

б) на стороне постоянного тока преобразователя обычно включают сглаживающий дроссель значительной индуктив-

ности, при котором токи в обмотках трансформатора имеют форму, близкую к прямоугольной.

В общем случае токи I_1 и I_2 имеют разные действующие значения, вследствие чего расчетные мощности первичной $S_{1ном}$ и вторичной $S_{2ном}$ обмоток неодинаковы. Поэтому вводится понятие типовой мощности трансформатора вентильного преобразователя

$$S_т = 0{,}5\,(S_{1ном} + S_{2ном}) \qquad (2.116)$$

и коэффициент типовой мощности

$$k_т = S_т/P_{dном}, \qquad (2.117)$$

где $P_{dном} = U_{dном}I_{dном}$ – мощность, потребляемая на стороне постоянного тока преобразователя (выходная мощность). Здесь $I_{dном}$ и $U_{dном}$ – номинальные значения тока и напряжения на стороне постоянного тока.

Типовая мощность вентильного трансформатора $S_т$ больше его выходной мощности $P_{dном}$ при номинальной нагрузке. Поэтому габаритные размеры и масса таких трансформаторов всегда больше, чем у трансформаторов той же номинальной мощности $S_{ном} = mU_{2ном}I_{2ном}$, но работающих при синусоидальном токе. Физически это объясняется тем, что нагрев обмоток трансформатора определяют действующие значения токов I_1 и I_2, которые в данном случае содержат ряд высших гармонических. При работе трансформатора в цепи синусоидального тока высших гармонических нет, нагрев трансформатора при той же выходной мощности меньше, а поэтому его можно выполнить с меньшими габаритными размерами и массой.

Каждой схеме включения вентилей и характеру нагрузки (активная, активно-индуктивная), определяющему форму выпрямленного тока, соответствует определенное значение типовой мощности $S_т$. Для примера определим величину $S_т$ для однофазной схемы выпрямления с нулевым выводом трансформатора (рис. 2.74) при идеализированных условиях работы преобразователя (полностью сглаженном выпрямленном токе I_d, мгновенном переходе тока с одного вентиля на другой, отсутствии индуктивностей X_1 и X_2 трансформатора и потерь энергии в нем). Полные мощности вторичной и первичной обмоток равны:

$$S_{1ном} = U_{1ном}I_{1ном} = [\pi/(2\sqrt{2})]\,kU_{dном}I_{dном}/k = 1{,}11P_{dном};$$

$$S_{2ном} = 2U_{2ном}I_{2ном} = [2\pi/(2\sqrt{2})]\,U_{dном}I_{dном}/\sqrt{2} = 1{,}57P_{dном},$$

где соотношения $U_d/U_2 = U_d/U_{20}$, I_2/I_d и I_1/I_d берутся из табл. 2.11.

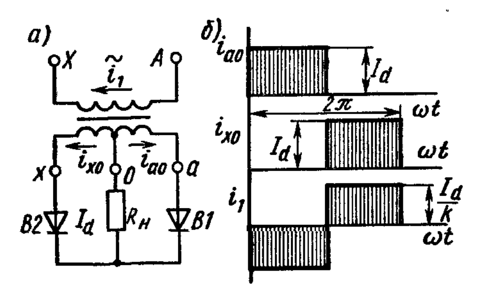


Рис. 2.74. Однофазная нулевая схема выпрямления (*а*) и графики изменения токов в сетевой и вентильной обмотках трансформатора (*б*)

Таким образом, типовая мощность трансформатора

$$S_т = 0{,}5(S_{1\,ном} + S_{2\,ном}) = 0{,}5(1{,}11 + 1{,}57)\,P_{d\,ном} = 1{,}34P_{d\,ном}, \quad (2.118)$$

а коэффициент типовой мощности $k_т = 1{,}34$.

При однофазной мостовой схеме выпрямления (рис. 2.75) имеем:

$$S_{1\,ном} = U_{1\,ном}I_{1\,ном} = [\pi/(2\sqrt{2})]\,kU_{d\,ном}\frac{I_{d\,ном}}{k} = 1{,}11P_{d\,ном};$$

$$S_{2\,ном} = U_{2\,ном}I_{2\,ном} = [\pi/(2\sqrt{2})]\,U_{d\,ном}I_{d\,ном} = 1{,}11P_{d\,ном}.$$

В результате типовая мощность трансформатора $S_т = 1{,}11P_{d\,ном}$, а коэффициент типовой мощности $k_т = 1{,}11$. Следовательно, при мостовой схеме выпрямления трансформатор используется лучше, чем при схеме с нулевым выводом.

Аналогично можно определить коэффициенты типовой мощности трансформаторов для других схем выпрямления. Их значения для указанных идеализированных условий приведены в табл. 2.11.

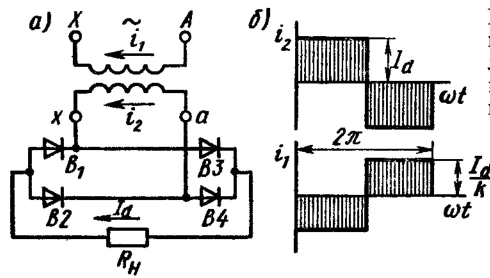


Рис. 2.75. Однофазная мостовая схема выпрямления (*а*) и графики изменения токов в сетевой и вентильной обмотках трансформатора (*б*)

При работе преобразователя на чисто активную нагрузку токи вентильной и сетевой обмоток имеют кусочно-синусоидальную форму (т. е. представляют собой части синусоиды), вследствие чего при одинаковом значении тока I_d их действующие значения больше, чем при идеально сглаженном выпрямленном токе. В результате типовая мощность трансформатора также больше.

При использовании в преобразователе управляемых вентилей типовая мощность трансформатора может возрасти, если номинальное выпрямленное напряжение $U_{d\,ном}$ соответствует некоторому заданному значению угла регулирования вентилей $\alpha_{ном}$, отличному от нуля. Это может быть, например, в случае, если необходимо обеспечить стабильное значение $U_d = U_{d\,ном}$ при уменьшении напряжения U_1 в питающей сети (когда требуется иметь некоторый запас по напряжению U_2). При этом случае коэффициент типовой мощности

$$k_т = k_{т.о}/\cos\alpha_{ном},$$

где $k_{т.о}$ — значение коэффициента типовой мощности для соответствующей схемы включения вентилей при отсутствии регулирования.

Подмагничивание сердечника трансформатора. При нулевых схемах выпрямления (одно-, трех- и шестифазной) нарушается равновесие МДС в фазах сетевой и вентильной обмоток, расположенных на общем стержне трансформатора, вследствие чего происходит дополнительное подмагничивание его магнитной системы. Эти схемы называют *однотактными*, так как при работе преобразователя ток по каждой фазе вентильной обмотки проходит только в одном направлении. Дополнительное подмагничивание магнитопровода трансформатора возникает также и при применении однополупериодной схемы выпрямления.

Рассмотрим более подробно это явление на примере трехфазной нулевой схемы (рис. 2.76, *а*), работающей при указанных идеализированных условиях. В этом случае через три фазы вентильной обмотки трансформатора в течение каждой трети периода поочередно проходят токи i_{2a}, i_{2b} и i_{2c} прямоугольной формы (рис. 2.76, *б*), мгновенное значение которых равно I_d. По первичной обмотке трансформатора также проходят токи i_{1A}, i_{1B} и i_{1C} прямоугольной формы. Однако распределение этих токов по отдельным фазам неравномерно.

В течение первой трети периода, когда работает вентиль *В1*, ток i_{2a} равен I_d, а токи i_{2b} и i_{2c} равны нулю. Токи

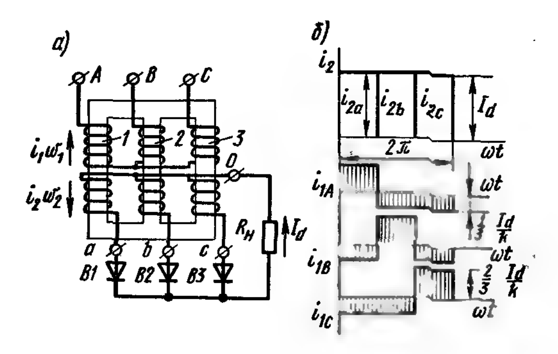


Рис. 2.76. Трехфазная нулевая схема выпрямления (*а*) и графики изменения токов в сетевой и вентильной обмотках (*б*)

в фазах первичной обмотки можно определить, исходя из первого закона Кирхгофа для электрических цепей:

$$i_{1A} + i_{1B} + i_{1C} = 0, \qquad (2.119)$$

а также из условий равновесия МДС для замкнутых магнитных контуров, один из которых охватывает стержни *1, 2* трансформатора:

$$i_{1A}w_1 - i_{2a}w_2 - i_{1B}w_1 = 0, \qquad (2.120)$$

а другой – стержни *2* и *3*:

$$i_{1B}w_1 - i_{1C}w_1 = 0. \qquad (2.121)$$

Решая совместно полученные уравнения, получаем для первой трети периода:

$$\left.\begin{aligned} i_{1A} &= (2/3)\,i_{2a}w_2/w_1 = (2/3)\,I_d/k; \\ i_{1B} &= -(1/3)\,i_{2a}w_2/w_1 = -(1/3)\,I_d/k; \\ i_{1C} &= -(1/3)\,i_{2a}w_2/w_1 = -(1/3)\,I_d/k. \end{aligned}\right\} \qquad (2.122)$$

Следовательно, в каждом стержне трансформатора в указанный период времени действует нескомпенсированная МДС, равная $i_1w_1 - i_2w_2 = -(1/3)I_dw_2$, которая создает дополнительный магнитный поток Φ_d, накладывающийся на основной поток Ф. Из диаграммы распределения токов по обмоткам (рис. 2.76, *б*) видно, что в следующие две трети, когда работают вентили *В2* и *В3*, направление и величина потока Φ_d не изменяются, поскольку относительное распределение тока между первичными и вторичными обмотками сохраняется.

Дополнительный поток Φ_d называют *потоком вынужденного намагничивания.* Он проходит через каждый стержень трансформатора и замыкается через воздух и кожух так же, как и третьи гармонические основного потока (см. рис. 2.42). Для того чтобы поток Φ_d не вызвал недопустимого насыщения магнитной системы, увеличивают общее сечение стержней, что приводит к увеличению массы, габаритных размеров и стоимости трансформатора. Поэтому *трехфазную нулевую схему выпрямления применяют лишь в выпрямителях сравнительно небольшой мощности.* Обычно в выпрямителях используют только такие схемы включения вентилей, которые обеспечивают нормальное намагничивание сердечника трансформатора и равновесие МДС на каждом стержне. К числу их относятся: мостовые одно- и трехфазная, так как при использовании их ток в каждой фазе вентильной обмотки дважды за период изменяет свое направление. Не возникает потока вынужденного подмагничивания и при соединении вентильной обмотки по схеме «две обратные звезды с уравнительным реактором». *При нулевых схемах выпрямления для устранения явления вынужденного подмагничивания вентильную обмотку соединяют по схеме* $Z_н$. В этом случае в соединенных в $Z_н$ двух частях вентильной обмотки появляются постоянные составляющие МДС, но они в любой момент времени направлены встречно и взаимно компенсируются. Для обеспечения более полной компенсации применяют также симметричное расположение обмоток на стержнях и их транспозицию, в частности, при однофазной нулевой схеме выпрямления.

Регулирование напряжения. В преобразовательных устройствах при регулировании выпрямленного напряжения путем изменения угла регулирования α управляемых вентилей (тиристоров) резко уменьшается коэффициент мощности преобразователя. Поэтому для плавного изменения выпрямленного напряжения обычно применяют комбинированный способ регулирования. При этом осуществляют ступенчатое изменение напряжения, подаваемого на преобразователь от трансформатора, а в пределах каждой ступени плавно изменяют выпрямленное напряжение тиристорами. Применяют два метода плавного регулирования напряжения – регулирование с вентильным переходом и бесконтактное регулирование с несколькими выпрямительными мостами, подключенными к секциям трансформатора.

При регулировании с вентильным переходом напряжение, подаваемое на вентили преобразователя, изменяют путем подключения их к различным выводам вторичной обмотки

трансформатора переключателями *П1, П2, П3, П4* (рис. 2.77, *а*); при этом тиристоры служат для плавного регулирования напряжения между ступенями и обеспечивают вентильный переход, т. е. размыкание контактов переключателей без разрыва тока. Для этой цели два плеча выпрямителя, собранного, например, по мостовой схеме, расщеплены и снабжены тиристорами *В1, В2, В3, В4*.

Регулирование напряжения начинается с включения переключателя *П1* при закрытых тиристорах *В1* и *В3*. Напряжение U_d на нагрузке $R_н$ равно нулю. Постепенно открывая тиристоры *В1* и *В3*, увеличивают среднее выпрямленное напряжение U_{d1} на нагрузке, подавая на нее все большую и большую часть напряжения U_c с первой секции трансформатора. Форма выпрямленного напряжения в процессе такого регулирования при некотором значении угла α_1 изображена на рис. 2.77, *б* в виде заштрихованных площадок. После полного открытия тиристоров *В1* и *В3* выпрямленное напряжение достигает значения $U_{d\,max}$, соответствующего углу регулирования $\alpha_1 = 0$. Затем включают переключатель *П2* и постепенно открывают тиристоры *В2* и *В4*.

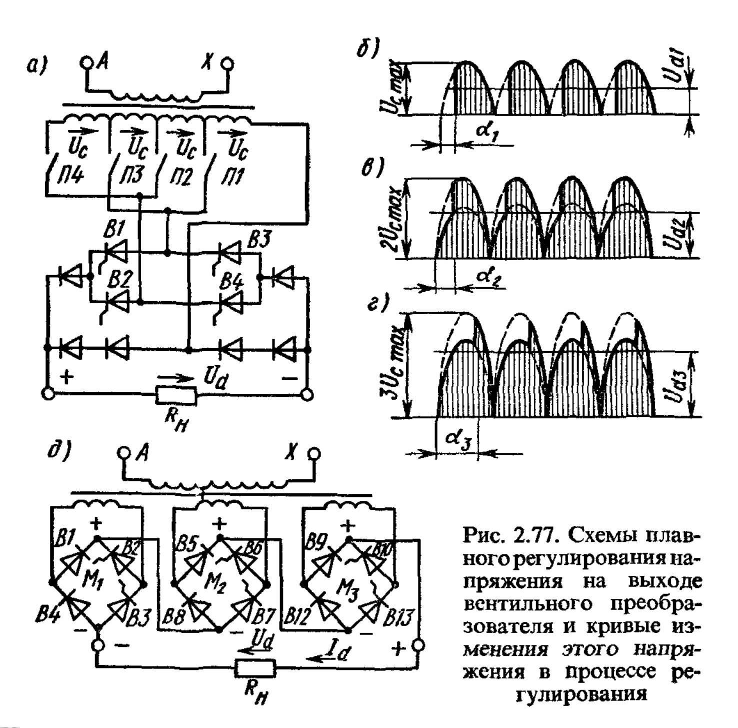


Рис. 2.77. Схемы плавного регулирования напряжения на выходе вентильного преобразователя и кривые изменения этого напряжения в процессе регулирования

В моменты, когда тиристоры *В2* и *В4* открыты, на выпрямительный мост подается напряжение $2U_c$, снимаемое с первых двух секций вторичной обмотки трансформатора, а в моменты, когда эти тиристоры закрыты,– напряжение U_c, снимаемое только с первой секции. При этом к напряжению $U_{d\,max}$ добавляется часть напряжения U_c второй секции трансформатора, определяемая углом α_2 открытия тиристоров *В2* и *В4*. Выпрямленное напряжение на нагрузке имеет в этом случае форму, показанную в виде заштрихованных площадок на рис. 2.77,*в*. Так как по мере уменьшения угла α_2 возрастает заштрихованная площадь в кривой выпрямленного напряжения, то соответственно увеличивается и среднее выпрямленное напряжение U_{d2}.

При полном открытии тиристоров *В2* и *В4* выпрямленное напряжение достигает $U_{d2\,max}$, весь ток проходит через переключатель *П2*. Далее закрываются тиристоры *В1* и *В3*, размыкается переключатель *П1* и замыкается переключатель *П3*, после чего регулирование производится плавным открытием тиристоров *В1* и *В3*. В моменты, когда открыты тиристоры *В1* и *В3*, на выпрямительный мост подается напряжение $3U_c$, снимаемое с первых трех секций трансформатора, а когда они закрыты – напряжение $2U_c$, снимаемое с первых двух секций. Форма выпрямленного напряжения при этом имеет вид заштрихованных площадок (рис. 2.77,*г*). Среднее выпрямленное напряжение $U_{d3} > U_{d2}$ возрастает по мере уменьшения угла α_3.

При бесконтактном регулировании с несколькими выпрямительными мостами к секциям вторичной обмотки трансформатора подключают ряд последовательно соединенных выпрямительных мостов – *М1*, *М2* и *М3* (рис. 2.77,*д*), у которых в двух плечах включены неуправляемые вентили, а в двух других плечах – тиристоры. Для повышения напряжения на нагрузке $R_н$ сначала постепенно открывают тиристоры *В2* и *В3* моста *М1* путем плавного изменения их угла регулирования α_1. Выпрямленное напряжение U_{d1} при этом изменяется так, как показано на рис. 2.77,*б*. Ток нагрузки I_d проходит от положительного вывода моста *М1* (рис. 2.77,*д*) через неуправляемые вентили *В8* и *В5* моста *М2*, вентили *В12* и *В9* моста *М3*, нагрузку $R_н$ к отрицательному выводу моста *М1*. После полного открытия тиристоров *В2* и *В3* моста *М1* дальнейшее повышение напряжения на нагрузке $R_н$ осуществляется путем изменения угла регулирования α_2 тиристоров *В6* и *В7* моста *М2* (рис. 2.77,*в*). Затем таким же образом постепенно открываются тиристоры *В10* и *В11* моста *М3* (рис. 2.77,*д*), что приводит к дальнейшему повы-

шению выпрямленного напряжения (рис. 2.77,*г*). При таком способе регулирования напряжения отпадает необходимость в какой-либо переключающей аппаратуре, что облегчает конструкцию и повышает надежность работы выпрямительной установки.

§ 2.24. ТРАНСФОРМАТОРЫ ДЛЯ ЭЛЕКТРОДУГОВОЙ СВАРКИ, ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЧИСЛА ФАЗ И ЧАСТОТЫ

Сварочные трансформаторы. Эти трансформаторы представляют собой понижающие однофазные сухие трансформаторы со вторичным напряжением при холостом ходе 60—75 В. Такое напряжение необходимо для надежного зажигания электрической дуги. При номинальной нагрузке вторичное напряжение уменьшается до 30 В.

При работе сварочных трансформаторов короткое замыкание является нормальным эксплуатационным режимом. Поэтому для ограничения тока к. з. и устойчивого горения дуги такой трансформатор должен иметь крутопадающую внешнюю характеристику, а цепь сварочного тока должна обладать значительной индуктивностью. Для этого в сварочных трансформаторах обмотки размещают на различных стержнях магнитопровода и их соединяют последовательно, вследствие чего сопротивление короткого замыкания $Z_к$ и напряжения $u_к$ оказывается у них в несколько раз больше, чем у обычных силовых трансформаторов. Между обмотками располагают подвижные магнитные шунты, позволяющие изменять магнитные потоки рассеяния и осуществлять этим регулирование сварочного тока.

В некоторых типах сварочных трансформаторов последовательно со вторичной обмоткой включают реактор L с переменной индуктивностью (рис. 2.78,*а*). Регулируя индуктивность реактора (изменяя воздушный зазор в его магнитопроводе), изменяют форму внешней характеристики *1* или *2* трансформатора (рис. 2.78,*б*) и ток дуги I_{21} или I_{22}, соответствующий напряжению горения дуги $U_д$.

В некоторых конструкциях реактор непосредственно встраивают в сварочный трансформатор. Такой трансформатор имеет три обмотки: первичную *1* (рис. 2.79), вторичную *3* и обмотку реактора *4*, расположенные на общем магнитопроводе. Среднее ярмо *2* является общим для цепей трансформатора и реактора. Обмотки *3* и *4* включены таким образом, что магнитный поток, создаваемый обмоткой реактора *4* в ярме *2*, направлен против основного потока, создаваемого первичной обмоткой *1*. Благодаря этому существенно возрастает

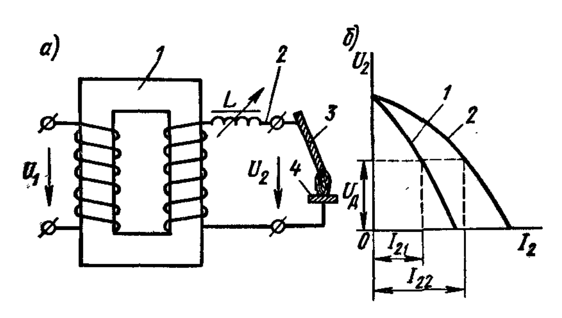


Рис. 2.78. Электрическая схема (*а*) и внешние характеристики (*б*) сварочного трансформатора:
1 – трансформатор; *2* – реактор с переменной индуктивностью; *3* – электрод; *4* – свариваемая деталь

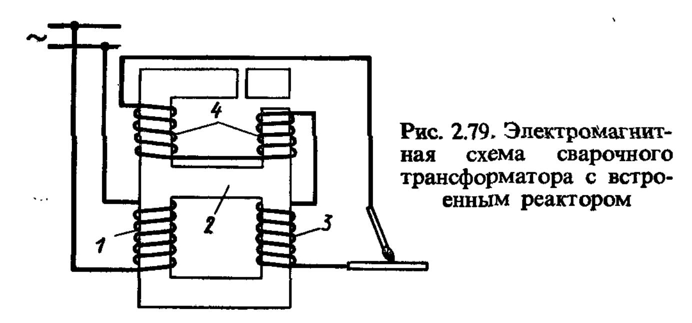


Рис. 2.79. Электромагнитная схема сварочного трансформатора с встроенным реактором

магнитное рассеяние в трансформаторе при сравнительно небольшом поперечном сечении ярма *2*. Из-за наличия в цепи нагрузки большой индуктивности сварочные трансформаторы работают с низким $\cos\alpha = 0{,}4 \div 0{,}5$.

Трансформаторные схемы для преобразования числа фаз. При питании однофазных нагрузок большой мощности от сети трехфазного тока из-за неравномерности нагрузок отдельных фаз возникают значительные искажения симметрии трехфазных напряжений. В этом случае для выравнивания нагрузок фаз применяют специальные схемы включения трансформаторов: схему трехфазно-двухфазного преобразования (называемую иногда схемой Скотта) и схему включения двух однофазных трансформаторов (или двух фаз трехфазного трансформатора) в открытый треугольник. Эти схемы используют, в частности, для питания переменным током контактной сети электрифицированного транспорта.

В схеме трехфазно-двухфазного преобразования используют два однофазных трансформатора *Тр1* и *Тр2* (рис. 2.80, *а*) с различными коэффициентами трансформации. Трансформатор

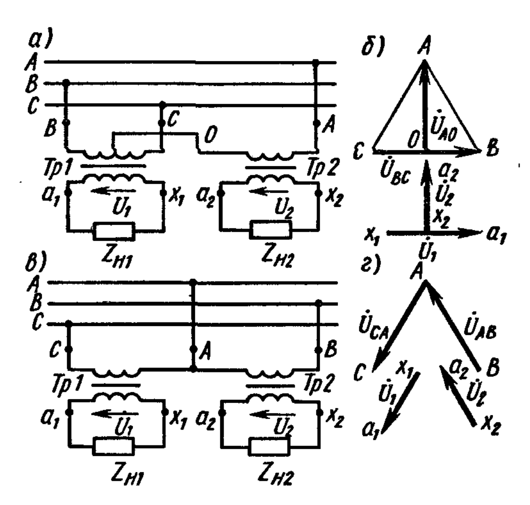
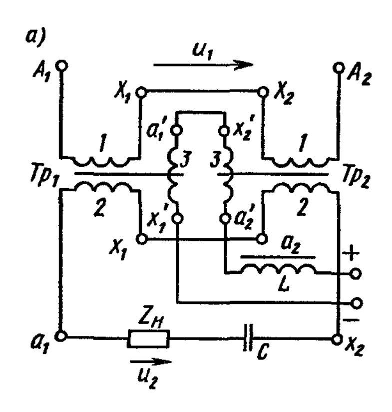


Рис. 2.80. Трансформаторные схемы для преобразования трехфазного тока в однофазный (*а*) и (*в*) и их векторные диаграммы (*б, г*)

Тр1 называют *базовым* и включают между двумя фазами трехфазной сети. Трансформатор *Тр2* называют *высотным* и включают между третьей фазой сети и средней точкой первичной обмотки трансформатора *Тр1*. При таком включении напряжения $\dot U_{BC}$ и $\dot U_{A0}$ (рис. 2.80,*б*) сдвинуты по фазе на угол 90°. На такой же угол сдвинуты и вторичные напряжения $\dot U_1$ и $\dot U_2$. Для получения одинаковых по величине вторичных напряжений коэффициент трансформации трансформатора *Тр2* должен быть в $\sqrt{3}/2$ раз больше, чем трансформатора *Тр1*. При симметричной нагрузке вторичной цепи токи в первичной трехфазной цепи также являются симметричными. Если нагрузки $Z_{н1}$ и $Z_{н2}$ не равны, то одна из фаз трехфазной сети загружена эквивалентной мощностью $P_{экв} = P_1 - P_2$.

При использовании схемы «открытый треугольник» (рис. 2.80,*в,г*) эквивалентная однофазная нагрузка трехфазной сети имеет порядок большей из нагрузок P_1 или P_2. Если бы питание нагрузок $Z_{н1}$ и $Z_{н2}$ происходило от однофазного трансформатора, то на одну фазу приходилась бы нагрузка $P_1 + P_2$.

Преобразование частоты. Наибольшее применение получили трансформаторные схемы для удвоения и утроения частоты. Утроение частоты необходимо, в частности, в преобразователях, выполненных по схеме «две обратные звезды с



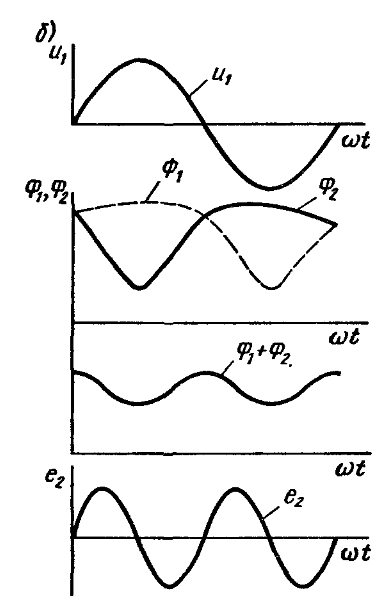


Рис. 2.81. Трансформаторная схема для удвоения частоты (*а*) и кривые изменения напряжения, потоков и ЭДС (*б*)

уравнительным реактором», для устранения скачков выпрямленного напряжения при работе с малой нагрузкой.

Трансформаторная схема для удвоения частоты (рис. 2.81,*а*) состоит из двух однофазных трансформаторов *Тр1* и *Тр2*, каждый из которых имеет три обмотки: первичную *1*, подмагничивающую *3* и вторичную *2*. Первичные обмотки этих трансформаторов соединены встречно, а вторичные и подмагничивающие – согласно. Поэтому в течение первого полупериода питающего напряжения u_1 в одном из трансформаторов действует сумма МДС ($F_{пм} + F_{\mu}$), а в другом – их разность ($F_{пм} - F_{\mu}$), где $F_{пм}$ и F_{μ} – МДС, создаваемые подмагничивающей и первичной обмотками.

В результате магнитопровод в первом трансформаторе насыщается и его поток $Ф_1$ приобретает уплощенную форму (рис. 2.81,*б*), в кривой же потока $Ф_2$ в магнитопроводе второго трансформатора появляется значительный провал. В следующий полупериод направление F_{μ} изменяется, а направление $F_{пм}$ остается неизменным, что приводит к соответствующему изменению формы кривых $Ф_1$ и $Ф_2$: они оказываются сдвинутыми относительно друг друга на 180°. Таким образом, кривые $Ф_1$ и $Ф_2$ имеют несимметричную форму, а следовательно, содержат как четные, так и нечетные гармонические.

При встречном включении первичных обмоток индуцируе-

мая в них результирующая ЭДС e_1, уравновешивающая первичное напряжение u_1, создается разностью потоков Φ_1 и Φ_2. Эта разность изменяется с частотой f_1 питающего напряжения и не содержит четных гармонических. Результирующая ЭДС, индуцированная в соединенных согласно вторичных обмотках, создается суммой потоков $(\Phi_1 + \Phi_2)$, которая не содержит первую и другие нечетные гармоники. Поэтому вторичная ЭДС e_2 и вторичное напряжение u_2 определяются в основном второй гармонической потоков Φ_1 и Φ_2, т. е. изменяются с двойной частотой $2f_1$. Выходное напряжение U_2 можно регулировать, изменяя силу тока в подмагничивающих обмотках. Для того чтобы по подмагничивающим обмоткам не протекали переменные токи, созданные четными гармоническими ЭДС, в цепь их питания включают реактор L. Первая и другие нечетные гармонические ЭДС в них взаимно компенсируются благодаря согласному включению этих обмоток.

Для компенсации падения напряжения во вторичных обмотках последовательно с нагрузкой $Z_н$ обычно включают емкость C. Она повышает $\cos\varphi$ схемы удвоения частоты и уменьшает наклон ее внешней характеристики.

Трансформаторные схемы для утроения частоты основаны на использовании третьей гармонической, возникающей при насыщении сердечников трансформаторов, подключенных к сети трехфазного тока с частотой f_1. В § 2.21 показано, что при соединении вторичной обмотки трансформатора по схеме Д третьи гармонические ЭДС отдельных фаз совпадают по времени; при этом по обмотке циркулируют токи тройной

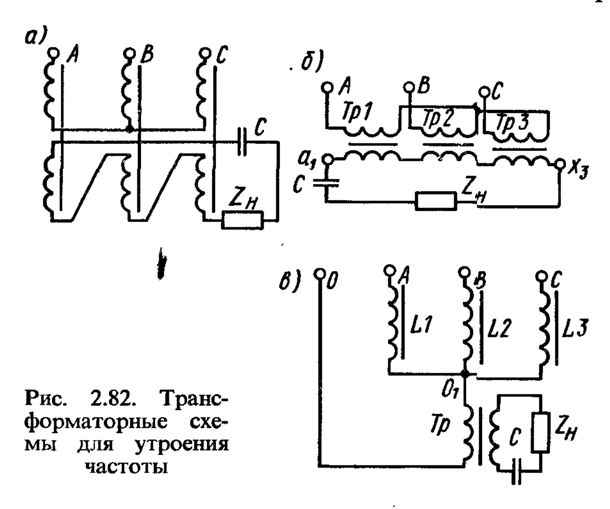


Рис. 2.82. Трансформаторные схемы для утроения частоты

частоты. Следовательно, выполняя сердечник трансформатора насыщенным (чтобы третьи гармонические ЭДС имели бóльшую величину) и соединяя вторичные обмотки в «открытый треугольник» (рис. 2.82, *а*), на подключенную к ним нагрузку $Z_н$ можно подавать напряжение тройной частоты $3f_1$.

Тот же результат получается при использовании трех отдельных однофазных трансформаторов *Тр1, Тр2, Тр3* (рис. 2.82, *б*) или одного однофазного трансформатора *Тр* и трех реакторов *L1, L2, L3* с насыщенным магнитопроводом (рис. 2.82, *в*). При этом ток в каждом из реакторов несинусоидален и содержит значительную по величине третью гармоническую. В нулевой точке O_1 сумма токов основной частоты f_1 равна нулю; токи частоты $3f_1$ складываются, и по первичной обмотке трансформатора *Тр* проходит ток, равный утроенному значению этих токов в каждом реакторе. Поэтому во вторичной обмотке трансформатора индуцируется ЭДС тройной частоты. Для компенсации падения напряжения в трансформаторах, которое при тройной частоте значительно возрастает, последовательно с нагрузкой $Z_н$ включают емкость *С*.

ГЛАВА 3

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

§ 3.1. КОНСТРУКТИВНАЯ СХЕМА И УСТРОЙСТВО МАШИНЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Электрическая машина имеет статор и ротор, разделенные воздушным зазором (рис. 3.1). Активными частями ее являются магнитопровод и обмотки. Все остальные части – конструктивные, обеспечивающие необходимую жесткость, прочность, возможность вращения, охлаждения и т. п.

Магнитопровод машины, по которому замыкается переменный магнитный поток, выполняют шихтованным – из листов электротехнической стали, как и у трансформатора. Если поток постоянный, то магнитопровод можно выполнять массивным; в этом случае он может осуществлять и конструктивные функции, т. е. служить элементом, обеспечивающим прочность данной части машины (статора или ротора).

Так как в частях электрических машин магнитный поток замыкается по сложным контурам, отличным от прямолинейных, в них, как правило, применяется изотропная холоднокатаная сталь. Только для изготовления полюсов синхронных машин и крупных машин постоянного тока иногда применяется анизотропная холоднокатаная сталь, так как в полюсах направление магнитных линий совпадает с направлением прокатки, в котором магнитная проницаемость очень велика. Сердечники статоров и роторов асинхронных машин и якорей синхронных машин постоянного тока штампуют из изотропной рулонной холоднокатной стали, позволяющей при раскрое получать экономию порядка 10–15 % по сравнению с листовой, вследствие чего листовая сталь применяется очень редко.

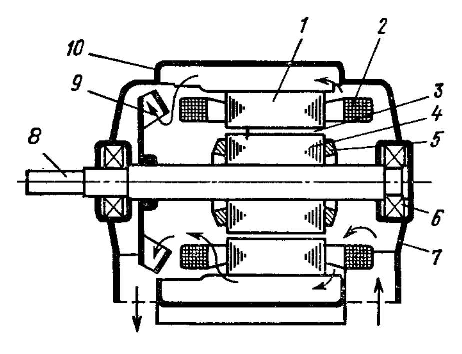


Рис. 3.1. Конструктивная схема вращающейся электрической машины:
1 – статор; *2* – обмотка статора; *3* – воздушный зазор; *4* – ротор; *5* – обмотка ротора; *6* – подшипники; *7* – подшипниковые щиты; *8* – вал ротора; *9* – вентилятор; *10* – станина

В машинах малой мощности применяется сталь марки 2013, с низким содержанием кремния, достаточно вязкая, которая и позволяет получать мелкие пазы сложной конфигурации. В машинах средней и большой мощности применяют сталь марки 2212, 2311 и 2411, с повышенным содержанием кремния. Эти стали более хрупки, что затрудняет их штамповку, но имеют низкие потери на перемагничивание и не требуют отжига сердечников после штамповки.

В микромашинах широко применяют также магнитопроводы, собранные из листов железоникелевых сплавов типа пермаллой.

Статор асинхронных и большинства синхронных машин состоит из шихтованного магнитопровода (рис. 3.2, *а*), который запрессовывают в литую станину (рис. 3.2, *б*). Поскольку через массивную станину переменный магнитный поток не замыкается, станину можно выполнять из немагнитного материала (алюминия) или ферромагнитного с малой магнитной проницаемостью (чугуна), сравнительно дешевых и хорошо приспособленных к литейной технологии. На внутренней поверхности шихтованного статора, в пазах, располагают обмотку статора.

Ротор асинхронной машины (рис. 3.2, *в*) обычно состоит из сердечника, набранного из листов электротехнической стали. Сердечник запрессовывают на вал или втулку ротора (при больших размерах машины) и сжимают специальными нажимными шайбами. В пазах, размещенных на наружной поверхности ротора (сходных по форме с пазами статора), располагают обмотку ротора. В синхронных машинах ротор выполняют массивным, так как на нем расположены полюсы с обмотками возбуждения, магнитный поток которых неподвижен относительно ротора. При изготовлении листов ротора и

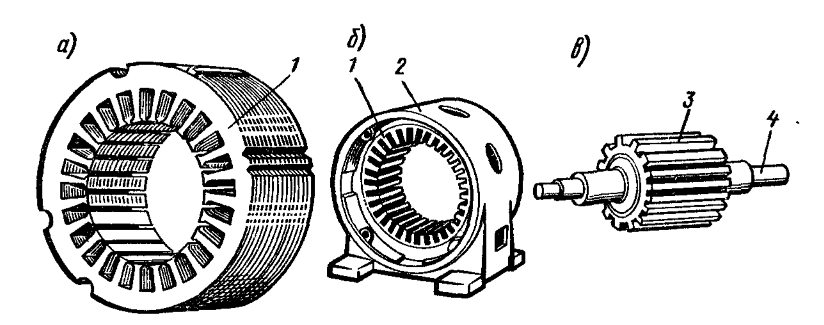


Рис. 3.2. Устройство статора и ротора машины переменного тока: *1* – пакет статора; *2* – станина; *3* – сердечник ротора; *4* – вал

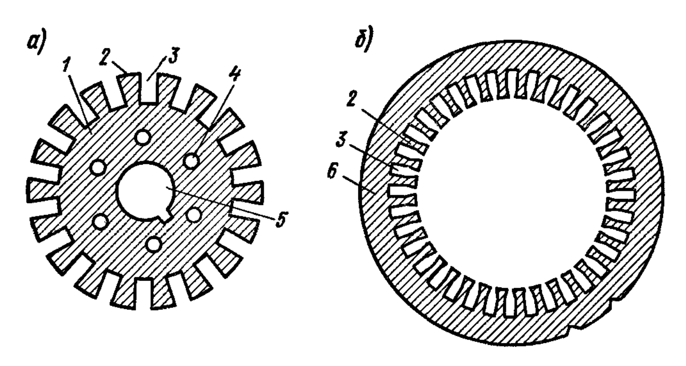


Рис. 3.3. Листы ротора (*а*) и статора (*б*):
1 – лист ротора; *2* – зубец; *3* – паз; *4* – вентиляционный канал; *5* – отверстие под вал; *6* – лист статора

статора в них штампуют пазы (рис. 3.3,*а* и *б*) для укладки проводников обмотки ротора и статора, а также вентиляционные каналы для прохода охлаждающего воздуха.

Конфигурация зубцов и пазов (рис. 3.4 и 3.5) зависит от типа машины и ее мощности. В машинах большой мощности обмотки статора и ротора выполняют из проводников прямоугольного сечения; в этом случае применяют открытые пазы прямоугольной формы, позволяющие наилучшим образом разместить проводники и обеспечить надежную их изоляцию. В машинах малой и средней мощности обмотки ротора и статора обычно выполняют из провода круглого сечения; в таких машинах применяют полузакрытые пазы овальной или трапецеидальной формы. В ряде случаев при проводниках прямоугольного сечения применяют полуоткрытые пазы, уменьшающие магнитное сопротивление слоя «зубцы – пазы –



Рис. 3.4. Пазы ротора открытый (*а*), полуоткрытый (*б*) и полузакрытый (*в, г*):
1 – клин; *2* – проводники; *3* – изоляция слоя; *4* – межслойная изоляция; *5* – пазовая изоляция

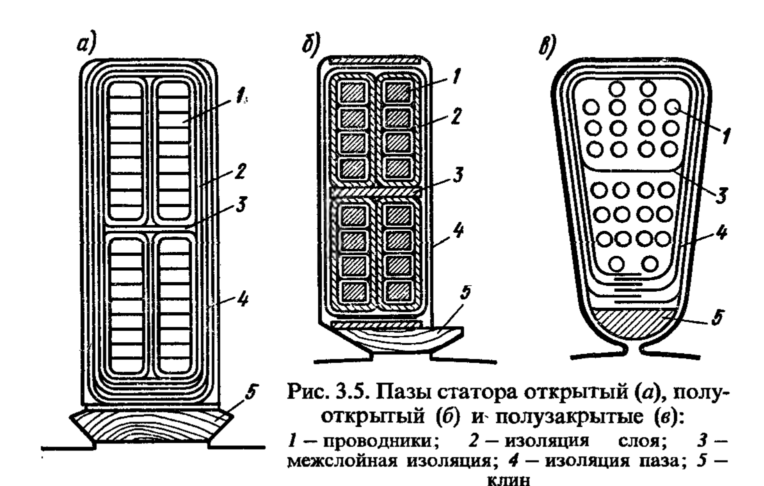


Рис. 3.5. Пазы статора открытый (*а*), полуоткрытый (*б*) и полузакрытые (*в*):
1 — проводники; *2* — изоляция слоя; *3* — межслойная изоляция; *4* — изоляция паза; *5* — клин

воздушный зазор» по сравнению с открытыми пазами. В микромашинах роторы часто имеют пазы круглой формы; при этом существенно упрощается и удешевляется изготовление штампов.

При укладке проводников в пазы дно и стенки покрывают изоляционным материалом (электрокартоном, лакотканью, миканитом и пр.). Проводники, а также их верхний и нижний слои тоже изолируют друг от друга. *Чем выше* напряжение, при котором работает машина, тем большую электрическую прочность должна иметь изоляция проводников от сердечника *ротора* или *статора*. Проводники укрепляют в пазах ротора и статора с помощью клиньев, а на роторе, кроме того, с помощью проволочных бандажей или стеклобандажей, которые наматывают на лобовые части его обмотки (части обмотки, выходящие из сердечника ротора). В некоторых случаях бандажи располагают и в нескольких местах вдоль сердечника ротора.

Для подвода тока к обмотке ротора или подключения к ней реостата на роторе должны быть расположены контактные кольца: три кольца при трехфазном токе и два кольца при постоянном токе. Исключение составляют асинхронные машины с короткозамкнутым ротором, которым контактные кольца не требуются. Токосъем с контактных колец осуществляют с помощью щеток — прямоугольных брусков, изготовленных из смеси угля, графита и порошка металла (меди и свинца). Щетки устанавливают в специальных щеткодержателях и прижимают к контактной поверхности с помощью пружин.

Электрические машины мощностью примерно до 2000 кВт имеют шариковые или роликовые подшипники, которые располагают в подшипниковых щитах. При бо́льших мощностях применяют скользящие подшипники.

Электрические машины переменного тока – асинхронные и синхронные, несмотря на различия в устройстве и конструкции, имеют много общего в принципе работы и теории. В этих машинах при прохождении по обмоткам статора или ротора переменного тока, синусоидально изменяющегося во времени, создается вращающееся магнитное поле. Это поле, в свою очередь, пересекает обмотки статора и ротора (или одну из них) и наводит в них переменную ЭДС. Общность физических процессов обусловливает общность теории и сходность конструкции многофазных обмоток переменного тока и принципов устройства статора асинхронной машины и якоря синхронной машины.

§ 3.2. ОСНОВНЫЕ ПРИНЦИПЫ ВЫПОЛНЕНИЯ МНОГОФАЗНЫХ ОБМОТОК

Основные элементы обмоток. В электрических машинах переменного тока обмотки размещают в пазах, расположенных на внутренней поверхности статора и на внешней поверхности ротора. Проводники, находящиеся в пазах, соединяют между собой, при этом образуется ряд катушек (рис. 3.6, *а*). Расположенные в соседних пазах катушки, соединенные последовательно и относящиеся к одной фазе и паре полюсов, образуют катушечную группу. Каждая фаза обмотки AX, BY и CZ* в общем случае состоит из нескольких соединенных последовательно или параллельно катушечных групп. Параллельное их соединение применяют при больших фазных токах или при необходимости переключения отдельных катушечных групп.

Простейшим элементом обмотки является виток (рис. 3.6, *б*), состоящий из двух проводников *1* и *2*, которые размещены в пазах, находящихся друг от друга на некотором расстоянии y. Это расстояние приблизительно равно одному *полюсному делению* τ, под которым понимают длину дуги, соответствующую одному полюсу:

$$\tau = \pi D/(2p), \tag{3.1}$$

---

* При изложении теории электрических машин переменного тока по аналогии с трансформатором приняты следующие обозначения: A, B, C – начала фаз; X, Y, Z – концы фаз.

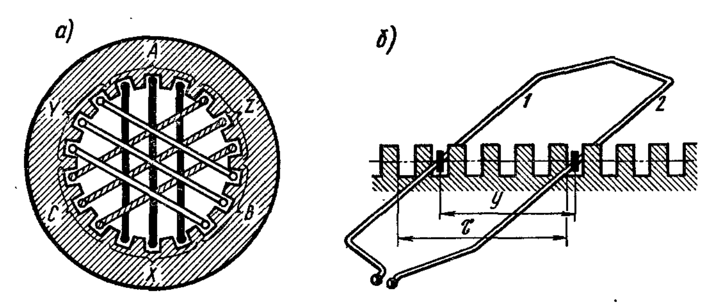


Рис. 3.6. Расположение катушек трехфазной обмотки на статоре и образование витка из двух проводников

где D – диаметр ротора (для обмоток ротора) или внутренней расточки статора (для обмоток статора); $2p$ – число полюсов.

Полюсное деление τ выражают не только через единицы длины, но и через число пазов:

$$\tau = z/(2p), \qquad (3.1а)$$

где z – общее число пазов статора или ротора.

Если $y = \tau$, шаг называют диаметральным или полным; при $y < \tau$ – укороченным, при $y > \tau$ – удлиненным. Разность $\tau - y$ называют *укорочением*. Часто шаг выражают в относительных единицах в виде y/τ, а укорочение как $(1 - y/\tau)$.

Расположенные в соседних пазах стороны катушек одной катушечной группы занимают q пазов и образуют фазную зону с углом $\alpha = 2\pi pq/z$

$$\boxed{q = z/(2pm).} \qquad (3.2)$$

Эта величина представляет собой число пазов, приходящихся на полюс и фазу (m – число фаз).

Обычно витки, образованные проводниками, лежащими в одних и тех же пазах, объединяют в одну или две катушки (рис. 3.7); иногда их называют *секциями*. Катушки укладывают таким образом, чтобы в каждом пазу были размещены одна сторона катушки или две стороны разных катушек – одна над другой. В соответствии с этим различают *одно- и двухслойные обмотки*.

В обмотке статора, представленной на рис. 3.6, *а*, каждая фаза (AX, BY и CZ) состоит из трех катушек, стороны которых расположены в трех смежных пазах, т. е. $q = 3$. В общем случае в трехфазной обмотке на одном полюсном делении расположено $3q$ пазов. При $q = 1$ под каждым полюсом расположено только по одной катушке каждой фазы.

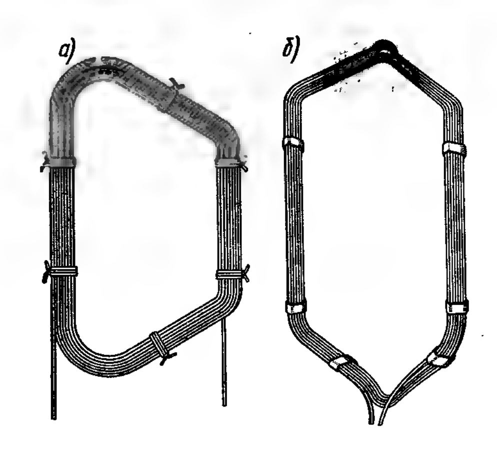


Рис. 3.7. Устройство катушек обмотки статора при однослойной (*а*) и двухслойной (*б*) обмотках

Такую обмотку называют *сосредоточенной*. Как показано ниже, обычно $q > 1$; при этом обмотку называют *распределенной*.

Обмотки в большинстве случаев выполняют с целым числом пазов на полюс и фазу. При дробном q фазные зоны только в среднем равны $\pi/3$ или $2\pi/3$; в реальной машине часть фазных зон меньше, а часть больше этих значений.

Однофазные обмотки выполняют с фазной зоной $\alpha = 120°$, т. е. с заполнением $^2/_3$ пазов, а двухфазные обмотки с $\alpha = 90°$.

§ 3.3. МАГНИТОДВИЖУЩИЕ СИЛЫ ОБМОТОК ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Распределение магнитодвижущих сил в машине. Магнитодвижущая сила (МДС) всех обмоток переменного тока, расположенных на статоре или роторе электрической машины, должна создавать в ее воздушном зазоре вращающееся магнитное поле. Для этого каждая из обмоток, питающаяся от синусоидально изменяющегося напряжения, должна иметь МДС, синусоидально распределенную в пространстве, т. е. по расточке статора или по окружности ротора. Несоблюдение этих условий, т. е. питание от несинусоидального напряжения или несинусоидальное распределение МДС приводит к появлению высших гармонических в кривой распределения магнитного потока, что ведет к ухудшению энергетических показателей машины.

Будем считать, что обмотки получают питание от источника напряжения чисто синусоидальной формы. Выясним, как должна быть выполнена обмотка переменного тока, чтобы распределение ее МДС было синусоидальным.

МДС сосредоточенной обмотки. Для установления величины и характера распределения МДС обмотки сначала рассмотрим двухполюсную машину с простейшей сосредоточенной обмот-

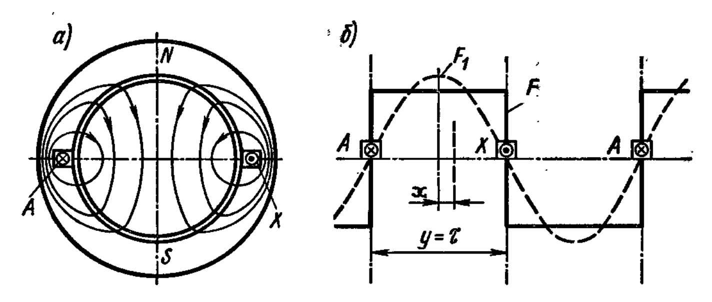


Рис. 3.8. Схема двухполюсной машины с сосредоточенной обмоткой и диаграмма распределения ее МДС

кой (рис. 3.8, *а*), у которой все витки, включенные в фазу *AX*, находятся в пазах, расположенных в диаметральной плоскости. При прохождении тока от начала фазы *A* к ее концу *X* возникает двухполюсный магнитный поток, силовые линии которого направлены, как показано на рисунке. Каждая силовая линия этого потока сцеплена со всеми витками *w* катушки данной фазы, поэтому создаваемая катушкой МДС $F_к = \sum i = iw$. При максимальном значении тока в катушке эта МДС также имеет максимальное значение: $F_{кm} = I_m w = \sqrt{2} Iw$.

Примем, что вся указанная МДС расходуется на преодоление магнитного сопротивления воздушных зазоров, т. е. что магнитное сопротивление ферромагнитных участков магнитной цепи машины равно нулю. При этом распределение МДС вдоль окружности статора имеет прямоугольную форму (рис. 3.8, *б*). Во всех точках воздушного зазора действует неизменная МДС: $F = 0{,}5F_к$; при переходе через середину пазов знак ее изменяется в соответствии с изменением полярности статора на данном участке.

Прямоугольное распределение МДС можно разложить в ряд Фурье и представить в виде суммы синусоид. При этом для момента времени, соответствующего максимальному току в катушке, имеем

$$F_x = (\sqrt{2}/2)\, Iw\,(4/\pi)\,[\cos \pi x/\tau + (1/3)\cos 3\pi x/\tau + (1/5)\cos 5\pi x/\tau + \ldots + (1/n)\cos n\pi x/\tau], \quad (3.3)$$

где x — расстояние от оси симметрии обмотки, называемой *осью фазы* (рис. 3.8, *б*).

Следовательно, при максимальном значении тока амплитуда первой гармонической МДС для сосредоточенной обмотки

$$F_1 = (2\sqrt{2}/\pi)\, Iw \approx 0{,}9 Iw. \quad (3.4)$$

Разложение в ряд Фурье позволяет количественно оценить отклонение кривой МДС от синусоидальной формы. При сосредоточенной обмотке это отклонение очень велико, поэтому такая обмотка получила ограниченное применение.

МДС распределенной обмотки. Для улучшения формы кривой распределения поля обмотку каждой фазы размещают в нескольких пазах. Это улучшает и условия охлаждения обмотки.

На рис. 3.9, *а* показана двухполюсная машина с обмоткой фазы, расположенной в шести пазах (при $q = 3$). МДС распределенной обмотки можно определить как сумму МДС трех сосредоточенных катушек с числом витков в каждой $w' = w/3$, сдвинутых в пространстве на угол $\alpha = \pi b/\tau$, где b – расстояние между осями соседних пазов. Форма распределения результирующей МДС получается в этом случае ступенчатой (рис. 3.9, *б*). При максимальном значении тока в фазе катушки, расположенные в пазах *2–2'*, *3–3'* и *1–1'*, создают в воздушном зазоре следующие значения МДС:

$$F_{\text{п}2x} = (0{,}9Iw/3)\left[\cos(\pi x/\tau) + (1/3)\cos(3\pi x/\tau) + (1/5)\cos(5\pi x/\tau) + ...\right];$$

$$F_{\text{п}3x} = (0{,}9Iw/3)\left\{\cos\left[\pi(x-b)/\tau\right] + (1/3)\cos\left[3\pi(x-b)/\tau\right] + (1/5)\cos\left[5\pi(x-b)/\tau\right] + \ldots\right\};$$

$$F_{\text{п}1x} = (0{,}9Iw/3)\left\{\cos\left[\pi(x+b)/\tau\right] + (1/3)\cos\left[3\pi(x+b)/\tau\right] + (1/5)\cos\left[5\pi(x+b)/\tau\right] + \ldots\right\}.$$

Аналитическое выражение для результирующего распределения МДС обмотки можно получить, суммируя МДС каждой из катушек. Наиболее удобно это сделать, изобразив векторами пространственные гармонические МДС.

Амплитудные значения первой, третьей и других гармонических результирующей МДС можно определить путем вектор-

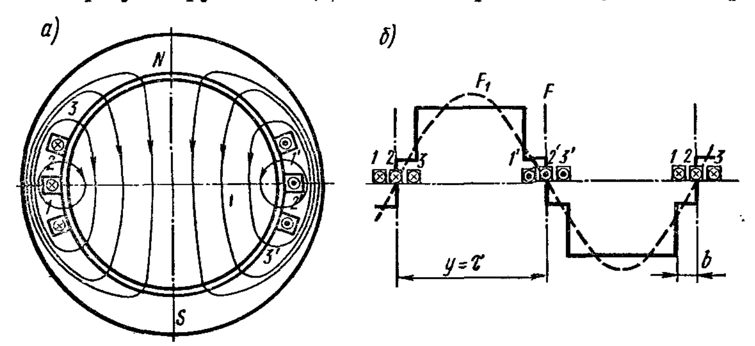


Рис. 3.9. Схема двухполюсной машины с распределенной обмоткой и диаграмма распределения ее МДС

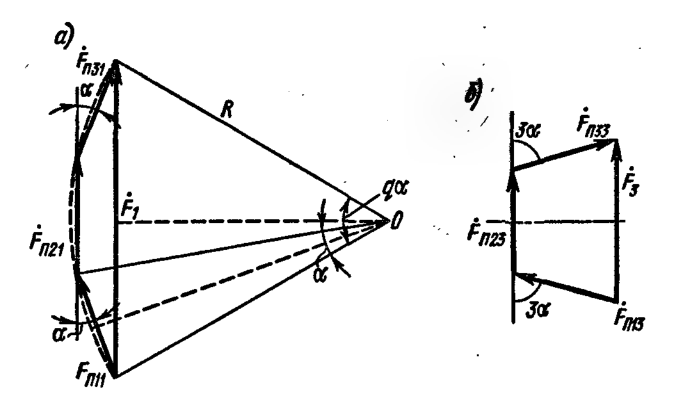


Рис. 3.10. Диаграмма сложения векторов МДС катушек статора при распределенной обмотке

ного сложения амплитуд соответствующих гармонических МДС $\dot F_{п1x}$, $\dot F_{п2x}$, $\dot F_{п3x}$ отдельных катушек (рис. 3.10). При этом следует учитывать, что первые гармонические МДС $\dot F_{п1x}$, $\dot F_{п2x}$, $\dot F_{п3x}$ сдвинуты одна относительно другой на угол $\alpha = \pi b/\tau$, третьи – на угол 3α и т. п.

Амплитудное значение первой гармонической результирующей МДС $F_1 = 2R\sin(q\alpha/2)$, где R – радиус окружности, описанной вокруг векторов $\dot F_{п11}$, $\dot F_{п21}$, $\dot F_{п31}$, определяемый из условия $2R\sin(\alpha/2) = F_{п11} = F_{п21} = F_{п31} = 0{,}9Iw/3$.

Таким образом (см. рис. 3.10, *а*)

$$F_1 = (0{,}9Iw/3)\sin(q\alpha/2)/\sin(\alpha/2), \tag{3.5}$$

или в более общем виде (заменяя число «три» в знаменателе значением q)

$$F_1 = 0{,}9Iw\sin(q\alpha/2)/[q\sin(\alpha/2)]. \tag{3.5a}$$

Сравнивая (3.5а) и (3.4), можно установить, что амплитуда первой гармонической результирующей МДС при распределенной обмотке отличается от соответствующего значения при сосредоточенной обмотке только множителем

$$k_{р1} = \sin(q\alpha/2)/[q\sin(\alpha/2)], \tag{3.6}$$

называемым *коэффициентом распределения обмотки для первой гармонической*. Этот коэффициент равен отношению векторной суммы МДС, создаваемых катушками, расположенными во всех пазах данной фазы, к их алгебраической сумме.

При векторном сложении амплитудных значений третьих гармонических МДС катушек – $\dot F_{п13}$, $\dot F_{п23}$, $\dot F_{п33}$ (рис. 3.10, *б*) амплитуда результирующей МДС $\dot F_3$ возрастает не так сильно,

как МДС $\dot{F}_1$, т. е. для третьих гармонических отношение амплитуд результирующей МДС к МДС одной катушки значительно меньше, чем для первых гармонических. Следовательно, *распределение обмотки по нескольким пазам ослабляет высшие гармонические в кривой результирующей МДС и улучшает форму поля в воздушном зазоре, приближая ее к синусоиде.* В общем случае для ν-й гармонической коэффициент распределения обмотки

$$k_{p\nu} = \sin(q\nu\alpha/2)/[q\sin(\nu\alpha/2)], \tag{3.7}$$

где να – угол сдвига между ν-ми гармоническими МДС отдельных катушек.

МДС при укорочении шага обмотки. Из приведенных данных следует, что при распределении обмотки происходит сильное ослабление ряда высших гармонических (пятой, седьмой). Но некоторые гармонические ослабляются незначительно. Поэтому часто *наряду с распределением применяют укорочение шага обмотки*, т. е. расстояние y между сторонами каждой катушки берут меньшим полюсного деления τ. В этом случае обмотку выполняют двухслойной, причем одна сторона каждой катушки находится в нижнем слое, а другая – в верхнем.

В качестве примера на рис. 3.11, *а* показано расположение двухслойной обмотки в пазах двухполюсной машины при $q = 3$. *Обмотка каждой фазы состоит из шести катушек.* Стороны первой, второй и третьей катушек лежат в нижних слоях пазов *1, 2* и *3* и в верхних слоях пазов *2', 3'* и *4'*. Стороны четвертой, пятой и шестой катушек – в верхних слоях *2, 3* и *4* и в нижних слоях пазов *1', 2'* и *3'*. Распре-

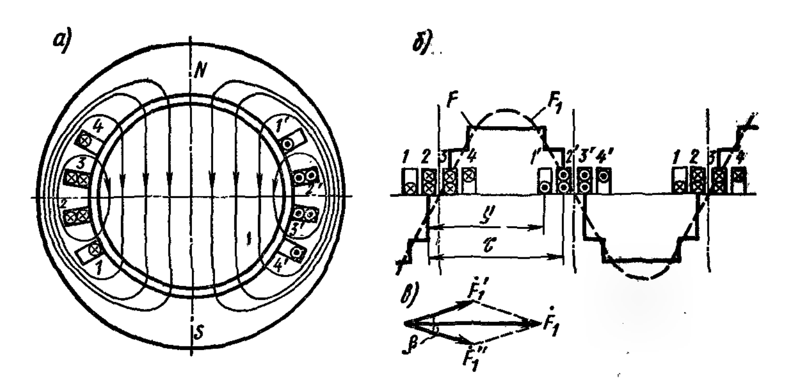


Рис. 3.11. Схема двухполюсной машины с двухслойной обмоткой с укороченным шагом и диаграмма распределения ее МДС

деление МДС вдоль окружности статора для этой обмотки приведено на рис. 3.11,*б*.

МДС F_x распределенной обмотки с укороченным шагом можно определить как сумму МДС F'_x и F''_x двух распределенных обмоток с диаметральным шагом и числом витков $w' = w/2$, сдвинутых относительно друг друга на угол $\beta = \pi(\tau - y)/\tau$. Одна из этих обмоток состоит из трех катушек, расположенных в нижних слоях пазов: *1—1′, 2—2′, 3—3′*; вторая обмотка – из трех катушек, расположенных в верхних слоях пазов: *2—2′, 3—3′* и *4—4′*. Амплитуда первой гармонической результирующей МДС F_1 находится путем векторного сложения амплитуд первых гармонических МДС $\dot{F}_1$ и $\dot{F}''_1$ указанных обмоток (рис. 3.11,*в*), значение которых при максимальном значении тока в фазе равно $F'_1 = F''_1 = 0{,}45Iwk_{p1}$. При этом

$$F_1 = 2F'_1 \cos(\beta/2) = 0{,}9Iwk_{p1}k_{y1}, \tag{3.8}$$

где

$$k_{y1} = \cos(\beta/2) \tag{3.9}$$

– *коэффициент укорочения.*

Для высших гармонических сдвиг по фазе между МДС указанных двух обмоток равен $\nu\beta$. При этом коэффициент укорочения

$$\boxed{k_{y\nu} = \cos(\nu\beta/2).} \tag{3.9a}$$

Поскольку для высших гармонических $\nu > 1$, для некоторых из них $k_y \ll 1$. Следовательно, *укорочение шага обмоток улучшает форму распределения кривой МДС*. Выбирая соответствующее укорочение шага обмотки, можно полностью уничтожить одну из высших гармонических, для которой $\nu\beta = \pi$.

МДС при скосе пазов. В некоторых машинах применяют скос пазов на роторе или статоре на некоторый угол γ. В связи с этим МДС по образующей цилиндра статора постепенно изменяется: если у одного края статора образующая совпадает с осью паза, то затем она постепенно все больше отклоняется от оси этого паза.

Скос пазов эквивалентен равномерному распределению обмотки по дуге, соответствующей углу γ. Поэтому, полагая в (3.5а) $q\alpha = \gamma$ и $q\sin(\alpha/2) = \gamma/2$, получаем коэффициент скоса пазов для первой и высших гармонических МДС

$$k_{c1} = (\sin\gamma/2)/(\gamma/2) \text{ и } k_{c\nu} = (\sin\nu\gamma/2)/(\nu\gamma/2). \tag{3.10}$$

Коэффициенты скоса пазов для высших гармонических меньше, чем для первой гармонической, поэтому *скос пазов*

также способствует приближению формы кривой МДС к синусоидальной.

Обмоточный коэффициент. Произведение коэффициентов распределения, укорочения шага и скоса пазов называют *обмоточным коэффициентом.* Следовательно, обмоточный коэффициент для ν-й гармонической

$$k_{об\,\nu} = k_{p\nu} k_{c\nu} k_{y\nu}. \tag{3.11}$$

Этот коэффициент показывает, *насколько уменьшается МДС обмотки переменного тока вследствие ее распределения по нескольким пазам, укорочения шага и скоса пазов по сравнению с сосредоточенной обмоткой.*

Ниже приведены значения коэффициентов распределения k_p, укорочения шага k_y и обмоточного коэффициента $k_{об}$, вычисленных для обмотки, имеющей $q = 3$; $\alpha = 20°$; $y/\tau = 7/9$:

Номер гармонической	1	3	5	7	9
k_p	0,960	0,667	0,217	0,177	0,333
k_y	0,940	0,500	0,174	0,766	1,000
$k_{об}$	0,902	0,333	0,038	0,135	0,333

Номер гармонической	11	13	15	17	19	21
k_p	0,177	0,217	0,667	0,96	0,96	0,667
k_y	0,766	0,174	0,500	0,94	0,94	0,500
$k_{об}$	0,135	0,038	0,333	0,902	0,902	0,333

Распределение обмотки по нескольким пазам, укорочение ее шага и скос пазов позволяют получить приблизительно синусоидальное распределение МДС обмотки вдоль окружности статора (или ротора). Так, например, из данных, приведенных выше, следует, что при $q = 3$, $\alpha = 20°$ и $y/\tau = 7/9$ амплитудные значения высших гармонических МДС весьма малы по сравнению с первой гармонической МДС. Их отношения для пятой, седьмой и девятой гармонических составляют:

$$F_5/F_1 = (1/5)k_{об5}/k_{об1} = 0{,}0084; \quad F_7/F_1 = (1/7)k_{об7}/k_{об1} = 0{,}025;$$

$$F_9/F_1 = (1/9)k_{об9}/k_{об1} = 0{,}041.$$

Третья гармоническая МДС имеет наибольшее значение:

$$F_3/F_1 = (1/3)k_{об3}/k_{об1} = 0{,}123.$$

Однако, как будет показано в § 3.5, создаваемые ею третьи гармонические ЭДС при соединении фазных обмоток электрической машины по схеме «звезда» не оказывают существенного влияния на работу машины и не выходят во внешнюю сеть. Поэтому практически стремятся уменьшить главным образом пятую и седьмую гармонические МДС, применяя шаг обмотки $y \approx 0{,}8\tau$.

§ 3.4. ВРАЩАЮЩЕЕСЯ МАГНИТНОЕ ПОЛЕ

Пульсирующее поле. При питании однофазной обмотки переменным током возникает магнитное поле, пульсирующее во времени с частотой изменения тока. В этом случае при синусоидальном распределении МДС (рис. 3.12) в каждой точке воздушного зазора, расположенной на расстоянии x от оси обмотки, действует МДС

$$F_x = F_0 \cos(\pi x/\tau) = F_m \sin \omega t \cos(\pi x/\tau), \qquad (3.12)$$

где $F_0 = F_m \sin \omega t$ – МДС в точке, расположенной на оси обмотки.

Выражение (3.14) можно преобразовать к виду

$$F_x = 0{,}5F_m \sin(\omega t - \pi x/\tau) + 0{,}5F_m \sin(\omega t + \pi x/\tau). \qquad (3.13)$$

Каждый из членов правой части (3.13) представляет собой *уравнение бегущей (или вращающейся) волны МДС*. Следовательно, *пульсирующее магнитное поле, синусоидально распределенное в пространстве, можно представить в виде суммы двух магнитных полей, вращающихся в противоположных направлениях* (рис. 3.13). При этом бегущие волны МДС, создающие эти магнитные поля,

$$F'_x = 0{,}5F_m \sin(\omega t - \pi x/\tau); \; F''_x = 0{,}5F_m \sin(\omega t + \pi x/\tau). \qquad (3.14)$$

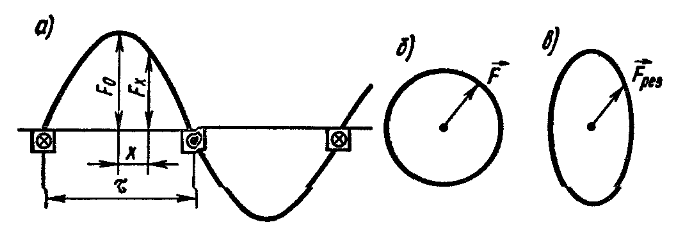


Рис. 3.12. Диаграмма распределения МДС в воздушном зазоре (*а*) и годографы пространственного вектора МДС (*б*, *в*)

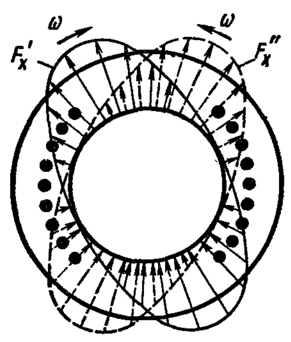


Рис. 3.13. Вращающиеся магнитные поля однофазной обмотки

В каждом из этих полей максимальные значения МДС в различные моменты времени остаются неизменными. Следовательно, если каждое из этих полей представить в виде пространственного вектора МДС $\vec{F}$ (рис. 3.12,*б*), то конец его будет описывать окружность. Такое поле называют круговым.

В качестве положительного направления условно примем направление вращения бегущей волны МДС по часовой стрелке. Координату точки x, в которой МДС F'_x максимальна и равна $0{,}5F_m$, можно получить, положив $\sin(\omega t - \pi x/\tau) = 1$. При этом $\omega t - \pi x/\tau = \pi/2$, откуда

$$x = \tau(\omega t - \pi/2)/\pi. \tag{3.15}$$

Следовательно, при увеличении угла ωt координата точки x перемещается в положительном направлении, т. е. МДС F'_x вращается по часовой стрелке, а F''_x – против часовой стрелки. Линейная скорость перемещения бегущей волны МДС

$$v = dx/dt = \omega\tau/\pi = 2f\tau, \tag{3.16}$$

т. е. *за один период магнитное поле проходит пару полюсов.*

Частота вращения бегущей волны МДС (частота вращения магнитного поля)

$$\boxed{n_1 = 60v/(\pi D) = 60 \cdot 2f\tau/(\pi D) = 60f/p.} \tag{3.17}$$

Следовательно, изменяя число полюсов электрической машины 2р, можно получать различные частоты вращения магнитного поля.

Из (3.17) следует, что в многополюсной машине за один период изменения переменного тока магнитное поле поворачивается на пространственный угол $360°/p$, соответствующий одной паре полюсов. Поэтому при рассмотрении электромагнитных процессов в электрических машинах вводят понятие «электрические градусы», с которыми оперируют при построении векторных диаграмм, проектировании обмоток и пр. При этом *360 временным градусам соответствует 360р электрических градуса, а электрические градусы имеют связь с геометрическими градусами в виде соотношения* $\alpha^\circ_{эл} = p\alpha^\circ_{геом}$.

Круговое вращающееся поле при трехфазной обмотке. Если на статоре электрической машины расположить симметричную трехфазную обмотку (рис. 3.14), у которой оси фаз *AX*, *BY* и *CZ* сдвинуты в пространстве на угол 120°, то при питании ее симметричным трехфазным током получим круговое вращающееся магнитное поле. На рис. 3.14 для простоты фазы обмотки показаны сосредоточенными, но распределение МДС, образуемое каждой фазой, следует считать синусоидальным. Ввиду того что в рассматриваемой обмотке фазы *AX*,

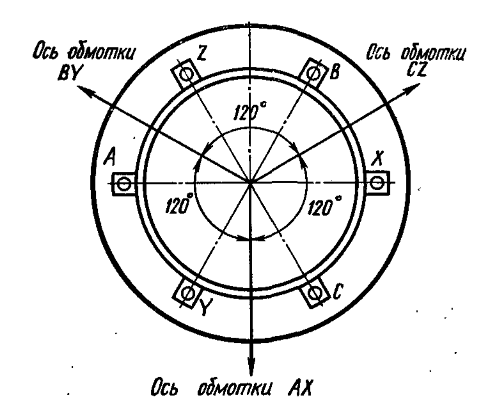


Рис. 3.14. Расположение обмоток фаз на статоре двухполюсной трехфазной машины

BY и CZ смещены в пространстве на $(2/3)\tau$, а токи в них сдвинуты во времени на угол $(2/3)\pi$, получим следующие выражения для составляющих МДС в точке x от каждой из фаз:

$$F_{xA} = F_m \sin\omega t \cos\frac{\pi x}{\tau} = \frac{F_m}{2}\sin\left(\omega t - \frac{\pi x}{\tau}\right) + \frac{F_m}{2}\sin\left(\omega t + \frac{\pi x}{\tau}\right);$$

$$F_{xB} = F_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\cos\left(\frac{\pi x}{\tau} - \frac{2\pi}{3}\right) = \frac{F_m}{2}\sin\left(\omega t - \frac{\pi x}{\tau}\right) +$$

$$+ \frac{F_m}{2}\sin\left(\omega t + \frac{\pi x}{\tau} - \frac{4\pi}{3}\right);$$

$$F_{xC} = F_m \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)\cos\left(\frac{\pi x}{\tau} - \frac{4\pi}{3}\right) =$$

$$= \frac{F_m}{2}\sin\left(\omega t - \frac{\pi x}{\tau}\right) + \frac{F_m}{2}\left(\omega t + \frac{\pi x}{\tau} + \frac{4\pi}{3}\right).$$

Результирующую МДС в точке x можно получить путем сложения отдельных ее составляющих F_{xA}, F_{xB}, F_{xC}. При этом обратновращающиеся волны МДС исчезают, а результирующая МДС

$$F_{x\,рез} = 1{,}5 F_m \sin(\omega t - \pi x/\tau). \qquad (3.18)$$

Круговое вращающееся поле при двухфазной обмотке. В симметричной двухфазной обмотке фазы AX и BY (рис. 3.15, *а*) сдвинуты в пространстве на половину полюсного деления τ. Если такую обмотку питать симметричным двухфазным током, при котором токи отдельных фаз $\dot I_A$ и $\dot I_B$ (рис. 3.15, *б*) сдвинуты во времени на угол 90° ($\dot I_B = \pm j\dot I_A$), то возникает круговое вращающееся поле. Для составляющих

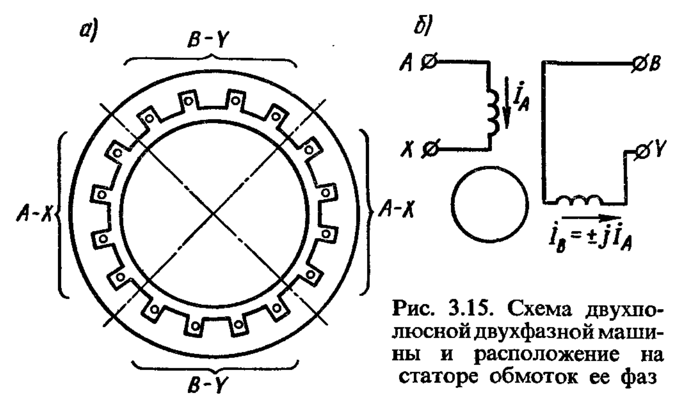


Рис. 3.15. Схема двухполюсной двухфазной машины и расположение на статоре обмоток ее фаз

МДС, образуемых этими токами, получим следующие выражения:

$$F_{xA} = F_m \sin \omega t \cos \frac{\pi x}{\tau} = \frac{F_m}{2} \sin\left(\omega t - \frac{\pi x}{\tau}\right) + \frac{F_m}{2} \sin\left(\omega t + \frac{\pi x}{\tau}\right);$$

$$F_{xB} = F_m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \cos\left(\frac{\pi x}{\tau} - \frac{\pi}{2}\right) = \frac{F_m}{2} \sin\left(\omega t - \frac{\pi x}{\tau}\right) + \frac{F_m}{2} \sin\left(\omega t + \frac{\pi x}{\tau} - \pi\right).$$

При этом уравнение бегущей волны принимает вид

$$F_{x\,рез} = F_{xA} + F_{xB} = F_m \sin(\omega t - \pi x/\tau).$$

Частота вращения поля, образованного двухфазной обмоткой, определяется так же, как и поля, образованного трехфазной обмоткой, по формуле (3.17). *Для изменения направления вращения поля следует изменить порядок чередования тока в фазах обмотки, т. е. переключить провода, присоединяющие фазы обмотки к сети.*

Общий случай кругового вращающегося поля. В общем случае, когда по симметричной m-фазной обмотке (фазы которой сдвинуты в пространстве на угол $\alpha = 2\pi/m$) проходят переменные токи, сдвинутые во времени на угол $2\pi/m$, уравнение бегущей волны МДС имеет вид

$$F_{x\,рез} = 0{,}5mF_m \sin(\omega t - \pi x/\tau). \qquad (3.19)$$

Несимметричная m-фазная обмотка также может создать круговое вращающееся поле, если на ее фазы подать опре-

деленным образом подобранную *m*-фазную несимметричную систему токов. Однако на практике фазы многофазных обмоток обычно располагают симметрично, чтобы получить круговое поле при минимальных токах в фазах и электрических потерях в них.

Круговое вращающееся магнитное поле обладает следующими характерными свойствами:

а) максимумы результирующих волн МДС и индукции всегда совпадают с осью той фазы, в которой ток имеет максимум. Это положение легко проверить, задаваясь величиной ωt, соответствующей максимуму тока в фазе, и определяя по (3.15) координату точки x, в которой МДС F'_x максимальна;

б) магнитное поле перемещается в сторону оси той фазы, в которой ожидается ближайший максимум. Это свойство непосредственно следует из предыдущего;

в) для изменения направления вращения поля необходимо изменить порядок чередования тока в фазах. В трехфазных машинах для этого следует поменять местами провода, подводящие ток из трехфазной сети к двум любым фазам обмотки. В двухфазных машинах нужно переключить провода, присоединяющие фазы обмотки к двухфазной сети.

Эллиптическое поле. Круговое вращающееся магнитное поле возникает при симметрии токов, проходящих по фазам (симметрии МДС катушек отдельных фаз), симметричном расположении этих фаз в пространстве, сдвиге во времени между фазными токами, равном пространственному сдвигу между фазами и синусоидальном распределении индукции в воздушном зазоре машины вдоль окружности статора (ротора). При несоблюдении хотя бы одного из указанных условий возникает не круговое, а эллиптическое вращающееся поле, у которого максимальное значение результирующей МДС и индукции для различных моментов времени не остается постоянным, как при круговом поле. В таком поле пространственный вектор МДС описывает эллипс (см. рис. 3.12, *в*).

Эллиптическое поле можно представить в виде двух эквивалентных круговых полей, вращающихся в противоположных направлениях. Поле, вращающееся по направлению вращения результирующего эллиптического поля, называют *прямым*; поле, вращающееся в противоположном направлении, — *обратным*. Разложение эллиптического поля на прямое и обратное круговые поля производят методом симметричных составляющих, с помощью которого определяют МДС прямой и обратной последовательностей.

Рассмотрим, например, двухфазную машину, у которой на статоре расположены две фазные обмотки (фазы) AX и BY, оси

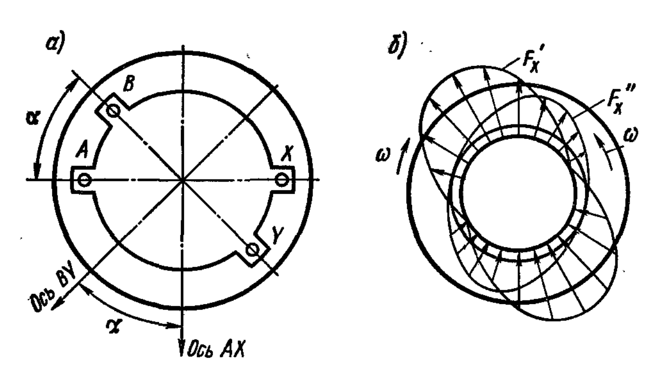


Рис. 3.16. Расположение обмоток фаз на статоре несимметричной двухфазной машины (*а*) и вращающиеся магнитные поля при несимметричном их питании (*б*)

которых смещены в пространстве на некоторый угол α (рис. 3.16, *а*). Токи, проходящие по этим фазам, и соответствующие векторы МДС F_{xA} и F_{xB} сдвинуты во времени на некоторый угол β. Фазы AX и BY создают пульсирующие магнитные поля, синусоидально распределенные в пространстве. МДС этих фаз, действующие в любой точке x воздушного зазора,

$$F_{xA} = F_{mA} \sin \omega t \cos(\pi x/\tau); \quad F_{xB} = F_{mB} \sin(\omega t + \beta) \cos(\pi x/\tau + \alpha). \tag{3.20}$$

МДС фаз AX и BY аналогично (3.15) можно представить в виде суммы двух бегущих волн МДС противоположных направлений:

$$\left.\begin{aligned} F_{xA} &= 0{,}5F_{mA} \sin(\omega t - \pi x/\tau) + 0{,}5F_{mA} \sin(\omega t + \pi x/\tau); \\ F_{xB} &= 0{,}5F_{mB} \sin(\omega t + \beta - \pi x/\tau \pm \alpha) + 0{,}5F_{mB} \sin(\omega t + \beta + \pi x/\tau \mp \alpha). \end{aligned}\right\} \tag{3.21}$$

В выражениях (3.21) складываются или вычитаются временные и пространственные углы, т. е. они становятся эквивалентными. Это объясняется тем, что пространственное положение вектора МДС вращающегося поля определяется временем и частотой тока, питающего фазы, — за один период поле перемещается на пару полюсов.

Результирующее магнитное поле, создаваемое совместным действием двух обмоток, можно получить путем сложения составляющих векторов МДС прямой последовательности, вращающихся по часовой стрелке (образующих прямое поле):

$$F'_{xA} = 0{,}5F_{mA} \sin(\omega t - \pi x/\tau) \text{ и } F'_{xB} = 0{,}5F_{mB} \sin(\omega t + \beta - \pi x/\tau \pm \alpha),$$

а также векторов МДС обратной последовательности, вращающихся против часовой стрелки (образующих обратное поле)

$$F''_{xA} = 0{,}5F_{mA}\sin(\omega t + \pi x/\tau) \text{ и } F''_{xB} = 0{,}5F_{mB}\sin(\omega t + \beta + \pi x/\tau \mp \alpha).$$

Суммарные МДС полей, вращающихся в противоположные стороны, т. е. $F'_x = F'_{xA} + F'_{xB}$ и $F''_x = F''_{xA} + F''_{xB}$, не равны по величине (рис. 3.16, *б*), а поэтому результирующее поле машины не пульсирующее, а вращающееся. В этом поле максимальное значение результирующей МДС в различные моменты времени не остается постоянным, как при круговом поле, т. е. поле *эллиптическое*.

В двухфазной машине можно также получить и круговое вращающееся поле; при этом одна из составляющих МДС F'_x или F''_x должна отсутствовать. Условия получения кругового поля в такой машине сводятся к взаимной компенсации одной из пар МДС F'_{xA} и F'_{xB} или F''_{xA} и F''_{xB}. Последнее может быть, если указанные МДС равны по амплитуде, но противоположны по фазе, т. е. если $\alpha \pm \beta = \pi$.

§ 3.5. ЭЛЕКТРОДВИЖУЩИЕ СИЛЫ, ИНДУЦИРУЕМЫЕ В ОБМОТКАХ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Вращающееся магнитное поле пересекает обмотки статора и ротора, индуцируя в них переменную ЭДС. Выведем формулу, определяющую связь величины ЭДС с параметрами вращающегося магнитного поля.

На рис. 3.17 изображена развертка статора, на которой показана сосредоточенная обмотка одной фазы *AX* и распределение результирующей индукции $B_{рез}$ вдоль окружности статора для момента времени, когда ток в данной фазе имеет максимум*. В этом случае максимум кривой результирующей индукции совпадает с осью фазы *AX*.

В исходном положении с фазной обмоткой *AX* сцеплен поток $\Phi_{рез} = \Phi_m$. Через полупериод волна результирующей индукции перемещается на одно полюсное деление (см. штриховую линию) и с обмоткой сцепляется поток $-\Phi_m$. Среднее значение ЭДС за полупериод

$$E_{ср} = w_\Phi \frac{\Delta\Phi}{\Delta t} = w_\Phi \frac{\Phi_m - (-\Phi_m)}{T/2} = 4w_\Phi \frac{\Phi_m}{T} = 4fw_\Phi\Phi_m, \qquad (3.22)$$

где w_Φ — число витков в фазе.

---

* Принимается, что результирующий поток, создаваемый всеми фазными обмотками, имеет синусоидальную форму.

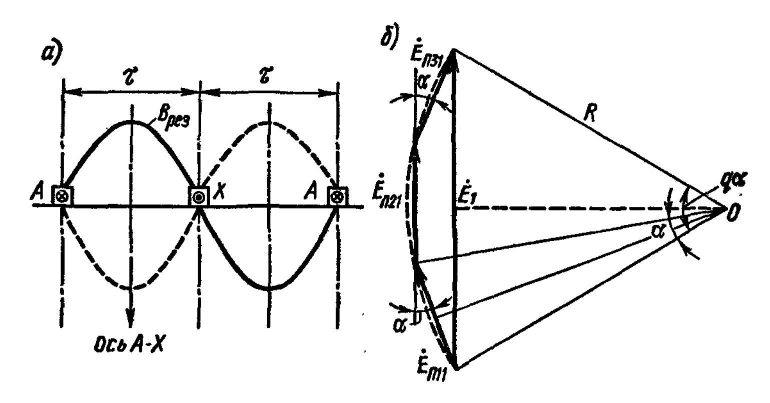


Рис. 3.17. Распределение вдоль окружности статора многофазной машины волны результирующей индукции (*а*) и диаграмма (*б*) сложения векторов ЭДС, индуктированных в катушках распределенной обмотки статора

Действующее значение ЭДС

$$E_1 = k_ф E_{ср} = 4{,}44 f w_Ф \Phi_m, \qquad (3.23)$$

где $k_ф = 1{,}11$ – коэффициент формы кривой для синусоиды.

Таким образом, действующее значение ЭДС, индуцированной вращающимся магнитным полем в сосредоточенной обмотке, определяется по той же формуле, что и для трансформатора.

Если обмотка распределена и находится в нескольких пазах (что обычно имеет место), то ЭДС в отдельных катушках сдвинуты по фазе и их нужно складывать векторно. Легко заметить, что векторное сложение ЭДС (рис. 3.17,*б*) осуществляется так же, как и векторное сложение МДС (рис. 3.10,*а*). Следовательно, результирующая ЭДС распределенной обмотки при укорочении шага

$$\boxed{E_1 = 4{,}44 f w_Ф \Phi_m k_{об1}.} \qquad (3.24)$$

Для первой гармонической ЭДС обычно $k_{об} = 0{,}9 \div 0{,}95$. Таким образом, из-за распределения и укорочения шага обмотки происходит некоторое уменьшение первой гармонической ЭДС. Однако высшие гармонические ЭДС уменьшаются еще в большей мере. Поэтому *даже при не вполне синусоидальном магнитном потоке можно получить практически синусоидальную ЭДС.*

Приближению кривой ЭДС к синусоидальной форме способствует также и то обстоятельство, что в трехфазных

электрических машинах третьи и кратные им гармонические ЭДС, индуцированные во всех фазах, совпадают по времени, как в трехфазном трансформаторе (см. § 2.12). При соединении обмотки статора по схеме «звезда» (Y) эти гармонические во всех фазах имеют одинаковое направление и взаимно компенсируются, вследствие чего в линейных напряжениях они отсутствуют. При соединении обмоток статора по схеме «треугольник» (Δ) ЭДС третьих и кратных им гармонических, суммируясь, образуют в замкнутом контуре токи соответствующей частоты, которые не выходят во внешнюю сеть. Следовательно, и в рассматриваемом случае линейные напряжения не содержат гармонических, кратных трем. Однако во избежание излишнего нагрева и увеличения потерь мощности, создаваемых этими токами, *в трехфазных машинах большой и средней мощности соединение обмоток по схеме Δ не следует применять.*

Таким образом, при конструировании обмоток в большинстве случаев необходимо принимать меры для уменьшения пятой и седьмой гармонических, которые оказывают наиболее сильное влияние. Как было указано выше, это достигается путем укорочения шага. При укорочении шага $^1/_5$ полюсного деления ($y = 0{,}8\tau$) исчезает пятая гармоническая в кривой ЭДС; при укорочении шага $^1/_7$ полюсного деления ($y = 0{,}856\tau$) исчезает седьмая гармоническая. Обычно укорочение шага выбирают в пределах между $^1/_5$ и $^1/_7$ полюсного деления, что обеспечивает значительное уменьшение пятой и седьмой гармонических. В некоторых одно- и двухфазных микромашинах, а также машинах малой мощности для уменьшения третьих гармонических ЭДС иногда применяют укорочение шага на $^1/_3$ полюсного деления.

Формулу (3.24) используют для определения ЭДС, индуцированных в обмотках статора и ротора электрической машины. При этом берут соответствующие числа витков обмотки и обмоточные коэффициенты. При неподвижном роторе частота тока в его обмотке f_2 равна частоте тока в обмотке статора f_1, и соотношение между ЭДС статора E_1 и ротора E_2 определяется в основном соотношением их чисел витков (как и в трансформаторе):

$$E_1/E_2 = k_{об1}w_1/(k_{об2}w_2) \approx w_1/w_2,$$

где w_1 и w_2 – числа витков в фазе статора и ротора; $k_{об1}$ и $k_{об2}$ – соответствующие обмоточные коэффициенты.

Если ротор вращается, то $f_1 \neq f_2$ и соотношение между величинами E_1 и E_2 изменяется.

§ 3.6. СХЕМЫ ОБМОТОК МАШИН ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Виды обмоток. По конструкции катушек обмотки подразделяют на всыпные с мягкими катушками и обмотки с жесткими катушками или полукатушками. Мягкие катушки изготовляют из круглого изолированного провода. Для придания требуемой формы их предварительно наматывают на шаблоны, а затем укладывают в изолированные трапецеидальные пазы (см. рис. 3.4, *в*, *г* и 3.5, *в*); междуфазовые изоляционные прокладки устанавливают в процессе укладки обмотки. Затем катушки укрепляют в пазах с помощью клиньев или крышек, придают им окончательную форму (формируют лобовые части), осуществляют бандажирование обмотки и ее пропитку. Весь процесс изготовления всыпных обмоток можно полностью механизировать.

Жесткие катушки (полукатушки) изготовляют из прямоугольного изолированного провода. Окончательную форму им придают до укладки в пазы; одновременно на них накладывают корпусную и междуфазовую изоляцию. Затем катушки укладывают в предварительно изолированные открытые или полуоткрытые пазы (см. рис. 3.4, *а*, *б* и 3.5, *а*, *б*), укрепляют и подвергают пропитке.

Всыпные обмотки имеют ряд преимуществ по сравнению с обмотками с жесткими катушками:

а) возможность полной механизации всего процесса изготовления обмотки;

б) упрощение технологии изготовления машины: намотку катушечных групп, а в ряде случаев и фаз обмотки выполняют без разрыва провода, что уменьшает число паек; укладку обмотки в пазы сердечника производят вне корпуса машины, что облегчает и удешевляет процесс обмотки и пропитки;

в) уменьшение длины вылета лобовых частей, что приводит к сокращению длины активной части машины и потерь энергии в обмотке;

г) применение в машине пазов трапецеидальной формы с уменьшенной шириной его шлица, что обеспечивает улучшение использования зубцовой зоны, уменьшение магнитного сопротивления воздушного зазора, пульсации магнитного потока в нем и, как следствие, снижение величины намагничивающего тока и добавочных потерь.

Достоинством обмоток с жесткими катушками являются:

а) улучшение заполнения паза из-за применения проводов прямоугольного сечения;

б) повышение надежности обмотки из-за снижения вероят-

ности появления производственных дефектов, так как в пазы укладывают готовые изолированные и проверенные катушки, которые подвергаются меньшим деформациям.

Поэтому всыпные обмотки получили широкое применение для асинхронных двигателей на напряжение до 1000 В и мощностью до 100 кВт. В двигателях мощностью свыше 100 кВт применение всыпных обмоток из круглого провода встречает значительные технологические трудности. Обмотки таких двигателей изготовляют в основном из жестких катушек, выполненных из прямоугольного провода.

По расположению катушек в пазах и размещению их лобовых частей различают однослойные, двухслойные (в том числе концентрические), одно-двухслойные обмотки.

Однослойные обмотки (рис. 3.18, *а*) наиболее пригодны для механизированной укладки, так как в этом случае обмотка должна быть концентрической и укладываться в пазы статора обеими сторонами катушки одновременно. Однако применение их приводит к увеличенному расходу обмоточного провода из-за значительной длины лобовых частей. Кроме того, в таких обмотках не представляется возможным выполнить укорочение шага, что приводит к ухудшению формы магнитного поля в воздушном зазоре, увеличению добавочных потерь, возникновению провалов в механической характеристике и повышению шума. Однако из-за своей простоты и дешевизны такие обмотки широко применяют в асинхронных двигателях небольшой мощности до 10–15 кВт.

Двухслойные обмотки (рис. 3.18, *б*) позволяют выполнить укорочение шага обмотки на любое количество зубцовых делений, благодаря чему улучшается форма магнитного поля, создаваемого обмоткой, и подавляются высшие гармонические в кривой ЭДС. Кроме того, при двухслойных обмотках получается более простая форма лобовых соединений, что упрощает изготовление обмоток. Такие обмотки применяют для двигателей мощностью свыше 100 кВт с жесткими катушками, которые укладывают вручную.

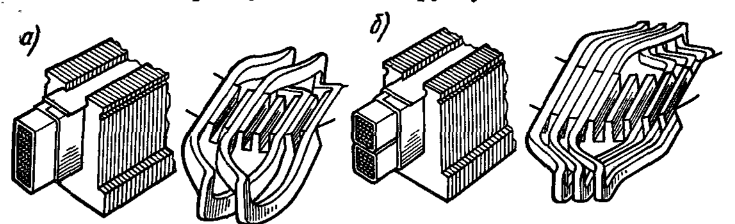


Рис. 3.18. Расположение катушек в пазах при однослойной (*а*) и двухслойной (*б*) обмотках

Одно-двухслойные концентрические обмотки сочетают в себе преимущества однослойных – возможность механизированной укладки и двухслойных – применение укорочения шага. Однако они более трудоемки, чем однослойные, и поэтому их нецелесообразно применять для машин малой мощности. Такие обмотки используют в машинах мощностью 15–100 кВт при $q > 2$.

Для асинхронных двигателей с $q > 6$ применение концентрических одно-двухслойных обмоток нецелесообразно из-за значительной длины вылета лобовых частей, размещение которых приводит к увеличению общих размеров машины. В таких двигателях применяют двухслойную концентрическую обмотку, предназначенную для механизированной укладки. Эту обмотку можно выполнить «в развалку» – с разделением каждой катушечной группы на две концентрические подгруппы, что существенно уменьшает длину вылета лобовых частей.

Однослойные обмотки. При выполнении однослойной обмотки необходимо предусматривать возможность установки ротора внутрь статора. Поэтому лобовые части, посредством которых соединяют между собой активные проводники, лежащие в пазах, должны быть отогнуты к сердечнику статора. В зависимости от способа выполнения лобовых соединений однослойные обмотки могут иметь различные конструкции. Обычно используют *шаблонные* и *концентрические обмотки.*

Рассмотрим принцип построения трехфазной однослойной обмотки на примере четырехполюсной машины ($2p = 4$) с минимальным числом пазов на полюс и фазу $q = 2$ (сосредоточенные обмотки с $q = 1$ не применяют). В этом случае проводники, принадлежащие одной фазе, размещают под парой полюсов в четырех пазах (рис. 3.19). Одна фаза занимает в машине восемь пазов: $2pq = 4 \cdot 2 = 8$; число пазов в машине

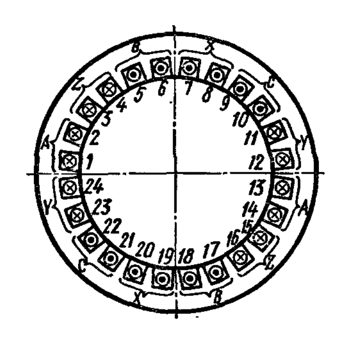


Рис. 3.19. Схема расположения катушек на статоре трехфазной машины с однослойной обмоткой

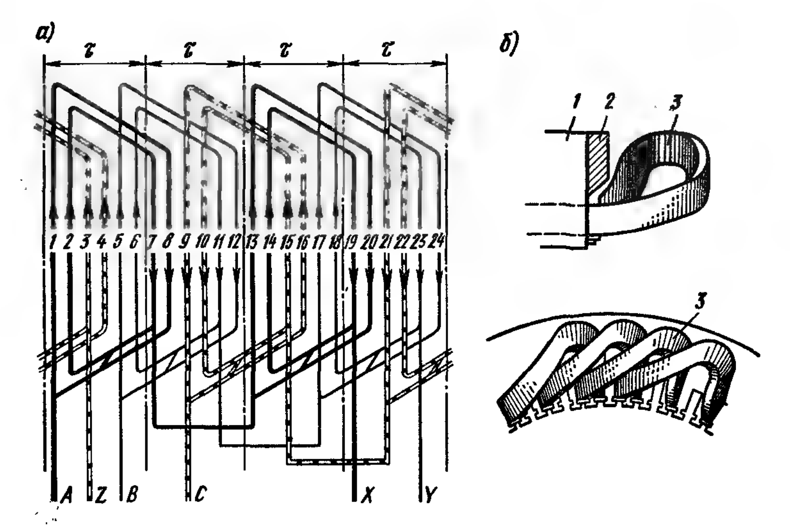


Рис. 3.20. Схема шаблонной обмотки (*а*) при $2p = 4$; $q = 2$ и $z = 24$ и расположение ее лобовых частей (*б*):
1 – сердечник статора; *2* – нажимная шайба; *3* – катушки

$z = 2pqm = 24$. На рис. 3.19 указано также мгновенное направление ЭДС, индуцированных в проводниках различных фаз для момента времени, соответствующего максимальному значению тока в фазе *AX*.

На рис. 3.20 приведена схема соединения указанных проводников при выполнении шаблонной обмотки, изготовляемой из заранее намотанных катушек одинаковой формы (см. рис. 3.7, *а*). Обычно это трапецеидальные катушки, которые в процессе намотки закладывают в пазы и соединяют между собой соответствующим образом. Для наглядности изображения поверхность статора или ротора вместе с пазами и обмоткой развертывают в плоскость и все соединения проводников изображают в виде прямых линий. Проводники, лежащие в одном пазу (т. е. каждую сторону катушки), изображают в виде линии.

При выполнении обмотки проводники, лежащие в различных пазах, соединяют между собой в витки и катушки так, чтобы индуцированные в них ЭДС складывались. Так, например, в обмотке, приведенной на рис. 3.20, *а*, фаза *AX* состоит из четырех катушек, образованных проводниками, которые размещены в пазах *1–7*, *2–8*, *13–19* и *14–20*; соответственно фаза *BY* – из четырех катушек, образованных проводниками, которые лежат в пазах *5–11*, *6–12*, *17–23* и *18–24*, а фаза

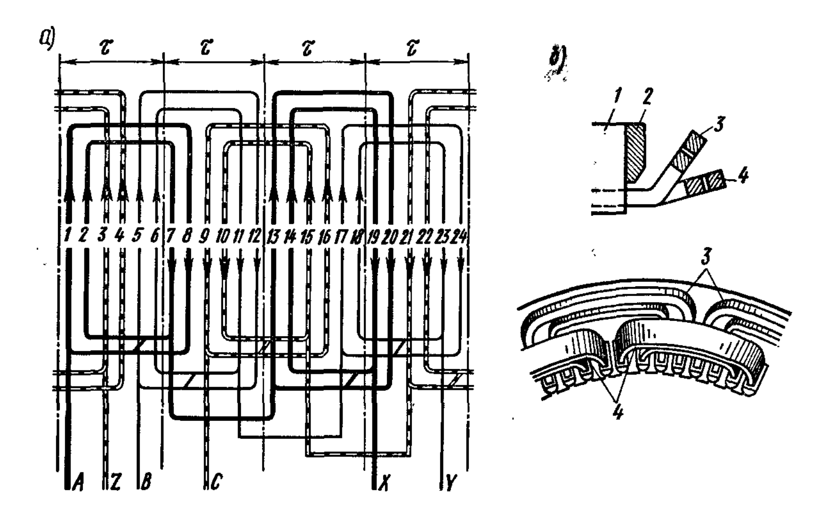


Рис. 3.21. Схема концентрической обмотки (*а*) при $2p = 4$, $q = 2$, $z = 24$ и расположение ее лобовых частей (*б*):
1 – сердечник статора; *2* – нажимная шайба; *3, 4* – катушки

CZ – из четырех катушек, образованных проводниками, которые лежат в пазах *9–15, 10–16, 21–3* и *22–4.*

В обмотке, показанной на рис. 3.20, *а*, каждая катушечная группа состоит из двух катушек. Лобовые части катушек шаблонной обмотки при выходе из пазов отгибают, как показано на рис. 3.20, *б*.

На рис. 3.21, *а* показана схема концентрической обмотки для той же машины ($2p = 4$; $q = 2$; $z = 24$). Здесь катушки имеют разные размеры. Однако в последовательную цепь включены те же проводники *1–24*, и в электрическом отношении свойства обеих обмоток одинаковы.

Несмотря на то что при концентрической обмотке одни катушки короче, а другие длиннее, шаг обмотки остался неизменным, т. е. и в этом случае он равен полюсному делению (как и при шаблонной обмотке). В концентрической обмотке катушки, принадлежащие одной катушечной группе, располагают одну внутри другой (рис. 3.21, *б*). Однако катушки различных катушечных групп пересекаются, поэтому их лобовые части необходимо располагать в двух или трех плоскостях (ярусах).

Двухслойные обмотки. Выпускаемые промышленностью машины общего применения с двухслойными обмотками имеют обычно шаг $y = (0{,}8 \div 0{,}856)\tau$, т. е. подавляются пятая – седьмая и кратные им гармонические.

На рис. 3.22, *а* показано расположение проводников в пазах статора четырехполюсной машины с двухслойной обмоткой при тех же параметрах обмотки ($2p = 4$; $q = 2$; $z = 24$), что и в машине с однослойной обмоткой (см. рис. 3.19). Шаг обмотки по пазам принят равным $y = 0{,}8\tau$.

В каждом пазу проводники располагают в два слоя, причем проводники верхнего и нижнего слоев, принадлежащие одной фазе, сдвинуты относительно друг друга на один паз. Проводники соединяют между собой в катушки так, чтобы индуцированные в них ЭДС складывались. В соответствии с направлением ЭДС, показанным на рис. 3.22, *а*, фаза *АХ* в этом случае имеет восемь катушек, образованных проводниками, которые находятся в пазах *1—6, 2—7, 7—12, 8—13, 13—18, 14—19, 19—24, 20—1*. Одна сторона этих катушек состоит из проводников, расположенных в верхнем слое пазов *1, 2, 7* и *8* и т. д., а вторая — из проводников, расположенных в нижнем слое пазов *6, 7, 12, 13* и т. д.

В схеме двухслойной обмотки (рис. 3.22, *б*) все проводники, лежащие в каждом слое паза (каждая сторона катушки), изображены в виде линии. Проводники верхних слоев показаны сплошными линиями; нижних слоев — штриховыми линиями. Направление ЭДС в проводниках показано стрелками в соответствии с направлением, указанным на рис. 3.22, *а*. Лобовые части обмоток располагают, как показано на рис. 3.22, *в*. Общее число катушек при двухслойной обмотке вдвое больше, чем при однослойной, что несколько усложняет конструкцию и стоимость обмотки. Однако такая обмотка дает некоторую экономию обмоточного провода. Кроме того, все катушки совершенно одинаковы (см. рис. 3.7, *б*), что позволяет механизировать их изготовление.

В схемах, приведенных на рис. 3.20, *а*; 3.21, *а*; 3.22, *б*, все катушки одной фазы соединены последовательно. Такое соединение характерно для машин сравнительно небольшой мощности. В машинах большой мощности для уменьшения сечения отдельных проводников катушки соединяют так, чтобы образовались параллельные ветви, содержащие равное количество катушек. В этом отношении двухслойные обмотки имеют преимущество перед однослойными, так как из-за большого числа катушек облегчается распределение их по параллельным ветвям.

Обычно двухслойные обмотки выполняют с *q*, равным целому числу. Однако в некоторых случаях применяют обмотки с дробным *q*. Например, при серийном производстве двигателей переменного тока целесообразно в ряде случаев

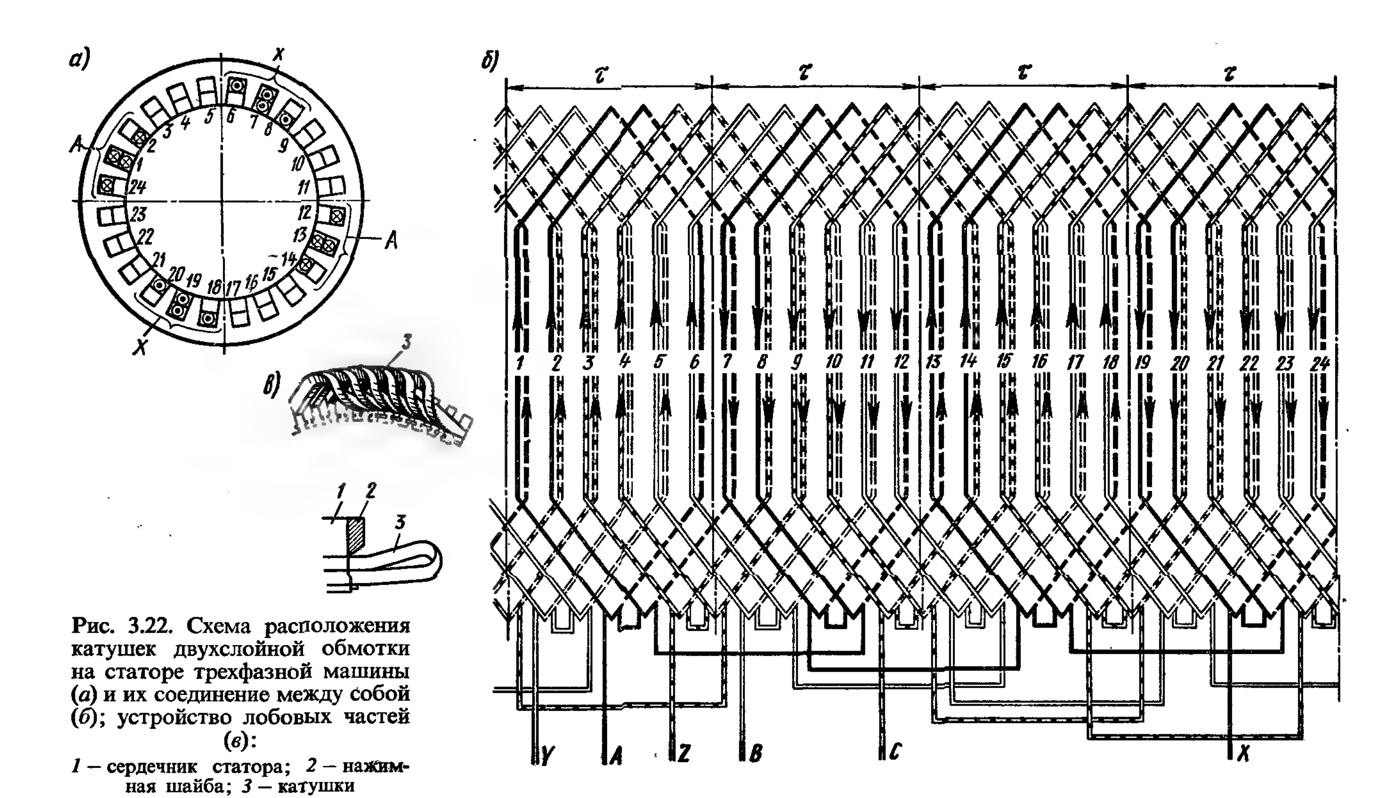


Рис. 3.22. Схема расположения катушек двухслойной обмотки на статоре трехфазной машины (*а*) и их соединение между собой (*б*); устройство лобовых частей (*в*):

1 – сердечник статора; *2* – нажимная шайба; *3* – катушки

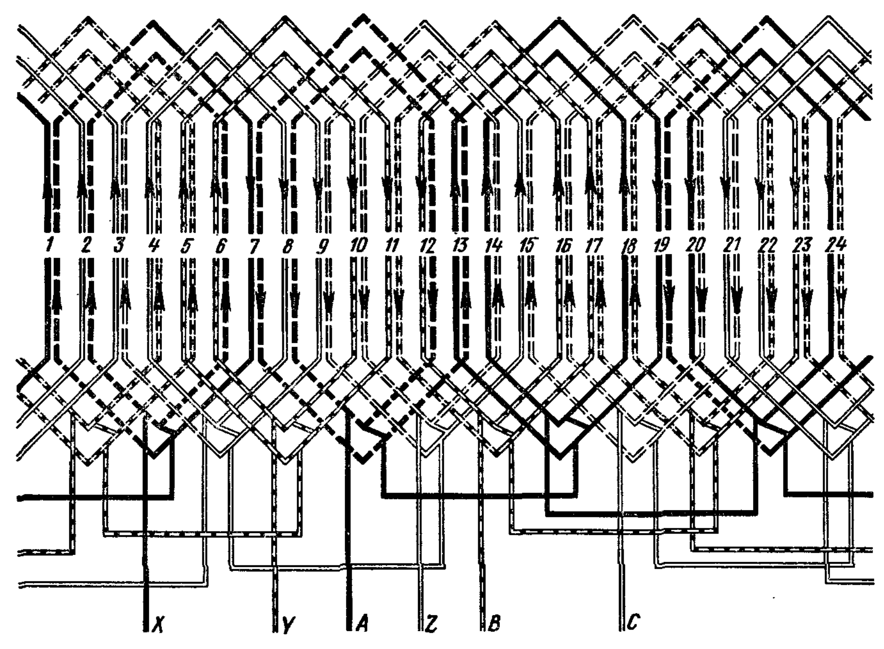


Рис. 3.23. Схема двухслойной концентрической обмотки при $z = 24$, $2p = 4$, $q = 2$

для машины с различными числами полюсов $2p$ использовать одни и те же листы статора с определенным числом пазов z. При этом одно из значений $2p$ дает $q = z/(2pm)$, не равное целому числу. Двухполюсные обмотки с дробным q применяют также в тихоходных (многополюсных) машинах большой мощности, например в гидрогенераторах, у которых практически невозможно выполнить обмотку статора с $q > 1$; в этом случае пришлось бы иметь на статоре слишком большое число зубцов z. Используя в машинах дробное значение q, можно получить такие же результаты для подавления высших гармонических МДС, как и при увеличении числа пазов на полюс и фазу.

В обмотках с дробным q катушечные группы не могут состоять из дробного числа катушек, поэтому в таких обмотках используют два типа катушечных групп: большие и малые, которые чередуются между собой с определенной периодичностью; при этом в больших катушечных группах число катушек на одну больше, чем в малых. Например, в каждой фазе одна из групп состоит из двух катушек, а другая — из одной; в результате среднее число катушек в катушечных группах $q = (2 + 1)/2 = 1{,}5$.

При механизированной укладке применяют концентрическую двухслойную обмотку. Катушечные группы этой обмотки выполнены из концентрических катушек с различными шагами (рис. 3.23). Шаг наибольшей катушки равен числу пазов, заключенных между первой и последней сторонами катушек одной катушечной группы, как у обычной двухслойной обмотки. Определенная последовательность укладки катушечных групп при выполнении такой обмотки позволяет уложить в статор все катушки без подъема ранее уложенных катушек из пазов. В концентрической двухслойной обмотке различные катушечные группы имеют неодинаковое индуктивное сопротивление, что ограничивает возможность соединения их в несколько параллельных ветвей.

Одно-двухслойные обмотки. В обычной двухслойной обмотке в некоторых пазах располагают стороны катушек, принадлежащих к одной и той же фазе (например, пазы *3*, *5*, *7* и другие на рис. 3.22, *б*), а в других — стороны катушек разных фаз. В одно-двухслойной обмотке в пазах, в которых размещены стороны катушек одной и той же фазы, помещают однослойную катушку (большую с двойным числом витков), а в остальных пазах — в два слоя стороны катушек разных фаз (рис. 3.24). Такая обмотка состоит из концентрических катушек; число катушечных групп равно числу полюсов. Катушечная группа состоит из одной большой и $q - 2$ малых ка-

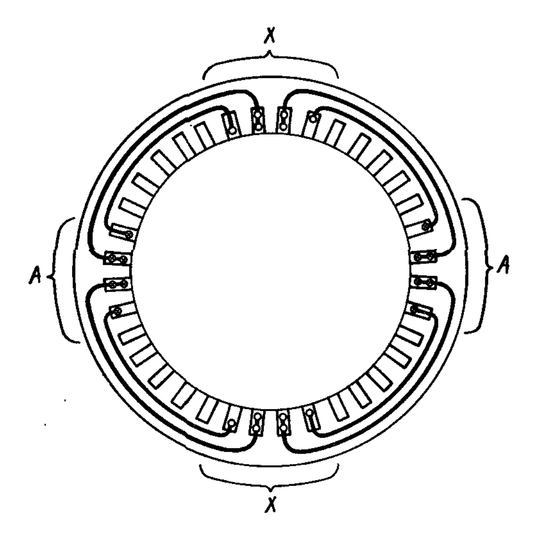


Рис. 3.24. Схема расположения катушек одной фазы на статоре трехфазной машины с одно-двухслойной обмоткой ($2p = 4$, $q = 3$, $z = 36$)

тушек (всего $q - 1$ катушка). Шаг большой катушки $y_б = \tau - 1$; шаги малых катушек $y_{м1} = y_б - 2$; $y_{м2} = y_б - 4$; $y_{м3} = y_б - 6$... . Указанная обмотка выполнима только при $q > 2$. При $q = 2$ она превращается в концентрическую однослойную обмотку. Расчетное укорочение шага в обмотке с одной большой катушкой в каждой катушечной группе $\beta = \pi(q - 2)/3q$. Одно-двухслойную обмотку можно выполнить и с двумя большими катушками в катушечной группе. В этом случае общее число катушек в группе равно $q - 2$ и расчетное укорочение шага $\beta = \pi(q - 1)/3q$. Такая обмотка выполнима при $q > 4$.

Точные обмотки. В некоторых видах микромашин (например, в поворотных трансформаторах) для большего приближения МДС к синусоидальной форме требуется применять более сложные — точные — обмотки (синусные, трапецеидальные и др.). При синусной обмотке в пазах, расположенных в пределах одного полюсного деления τ, укладывают неодинаковое число витков данной фазы. При этом они должны быть распределены по отдельным пазам так, чтобы линейная нагрузка A (число ампер на 1 см окружности статора или ротора), а следовательно, и МДС распределялись вдоль окружности статора или ротора по синусоидальному закону.

Однако из-за ограниченного числа пазов распределение витков по пазам не может быть идеально синусоидальным,

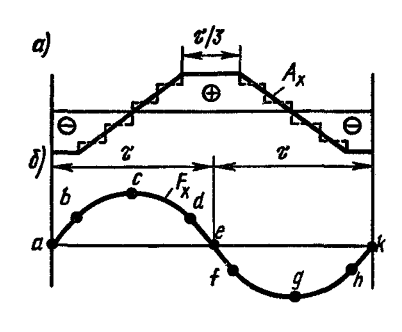


Рис. 3.25. Диаграммы распределения линейной нагрузки (*а*) и МДС (*б*) для точной обмотки

а носит ступенчатый характер. Поэтому в машинах с синусными обмотками делают скос пазов на одно зубцовое деление. Это практически уничтожает зубцовые гармонические в кривых магнитного поля и ЭДС.

Поскольку выполнение синусных обмоток более трудоемко, чем равнокатушечных, часто и в микромашинах применяют равнокатушечные двухслойные обмотки с трапецеидальным распределением линейной нагрузки вдоль окружности статора. Наилучшие результаты (для равнокатушечных обмоток) дает распределение линейной нагрузки A_x в виде трапеции с верхним основанием, равным $^1/_3$ полюсного деления (рис. 3.25, *а*). *В этом случае полностью уничтожается третья* гармоническая и значительно ослабляются пятая, седьмая и др. Так, например, при указанном на рис. 3.25, *а* распределении линейной нагрузки A_x кривая распределения МДС F_x (рис. 3.25, *б*) состоит из отрезков прямых *ab*, *de*, *ef*, *hk* и парабол *bc*, *cd*, *fg*, *gh* и весьма близка к синусоиде.

На рис. 3.26, *а* для примера приведена схема такой обмотки при $2p = 2$ и $z = 12$. Обмотка выполнена двухслойной: витки фаз *AX* и *BY* закладывают в одни и те же пазы, но числа витков одной фазы в каждом пазу различны (рис. 3.26, *б*). Оси обмоток различных фаз сдвинуты в пространстве на половину полюсного деления. Лобовые части обеих

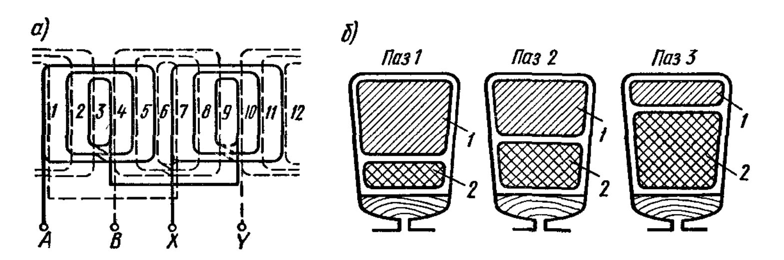


Рис. 3.26. Схема двухфазной точной обмотки (*а*) и распределение ее проводников по пазам (*б*):
1 — проводники фазы *AX*; *2* — проводники фазы *BY*

фаз при выходе из пазов изгибают в двух плоскостях, как показано на рис. 3.20.

Для машин большой мощности применение точных обмоток обычно нецелесообразно, так как они дают существенное уменьшение первой гармонической МДС.

§ 3.7. МЕТОДЫ РАСЧЕТА МАГНИТНОЙ ЦЕПИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

Принципы расчета. Расчет магнитной цепи вращающихся электрических машин основан на тех же принципах, что и расчет магнитной цепи трансформатора; его цель – найти связь между величинами магнитного потока и тока обмотки, которая создает этот поток.

Различие между магнитными расчетами трансформатора и вращающейся машины определяется разницей в конструкциях: в машине имеется воздушный зазор между статором и ротором, который главным образом и определяет магнитное сопротивление; кроме того, машина имеет более сложную конфигурацию отдельных частей магнитопровода (зубцов ротора и статора и т. д.).

Магнитный поток в электрических машинах может создаваться обмотками, по которым проходит переменный ток (асинхронные машины) или постоянный ток (синхронные машины и машины постоянного тока). Эти обмотки могут быть сосредоточенными или распределенными по окружности статора или ротора. Соответственно различают *машины с явновыраженными* (рис. 3.27, *а*) *и неявновыраженными* (рис. 3.27, *б*) *полюсами.*

При холостом ходе магнитное поле многополюсной машины симметрично, т. е. магнитные потоки всех полюсов одинаковы, и их магнитные линии проходят через одинаковые участки магнитной цепи. Это позволяет вести расчет на пару полюсов.

Расчет магнитной системы машин переменного и постоянного тока проводят по одной и той же методике на

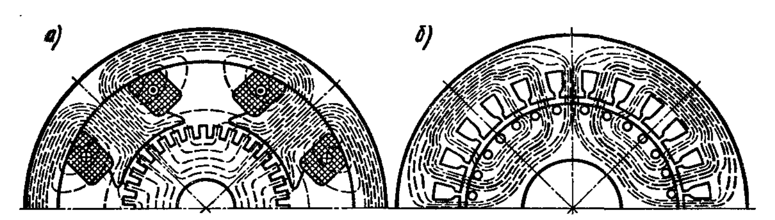


Рис. 3.27. Магнитные поля электрических машин с явновыраженными (*а*) и неявновыраженными (*б*) полюсами

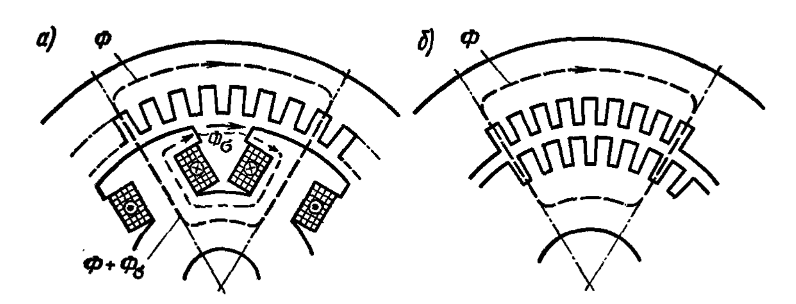


Рис. 3.28. Расчетные схемы магнитной системы электрической машины

основании закона полного тока. МДС обмотки, создающей магнитный поток возбуждения, определяют для части магнитной системы, ограниченной двумя осями симметрии полюсов.

В машинах с явновыраженными полюсами (рис. 3.28, *а*) магнитную цепь разбивают на характерные участки: воздушный зазор, зубцовый слой, сердечники полюсов, ярма статора и ротора. В данном случае закон полного тока имеет вид

$$\boxed{F_{в} = F_{\delta} + F_{z} + F_{m} + F_{a1} + F_{a2},} \qquad (3.25)$$

где $F_{в}$ – МДС (на пару полюсов) обмотки, создающей магнитный поток возбуждения; F_{δ}, F_{z}, F_{m}, F_{a1}, F_{a2} – магнитные напряжения соответственно в воздушном зазоре, зубцовом слое, сердечниках полюсов, ярмах статора и ротора.

В машинах с неявновыраженными полюсами в магнитной системе отсутствуют сердечники полюсов, но имеются два зубцовых слоя на статоре и роторе (рис. 3.28, *б*). При этом

$$\boxed{F_{в} = F_{\delta} + F_{z1} + F_{z2} + F_{a1} + F_{a2},} \qquad (3.25а)$$

где F_{z1} и F_{z2} – магнитные напряжения в зубцовых слоях статора и ротора.

Ниже приведена методика определения магнитных напряжений на каждом из участков магнитной цепи.

Магнитное напряжение в воздушном зазоре. При неизменном воздушном зазоре между ротором (или статором) и сердечником полюса (что является характерным для многих синхронных машин и машин постоянного тока) распределение индукции в воздушном зазоре имеет вид криволинейной трапеции *1* (рис. 3.29, *а*). При определении магнитного напряжения в зазоре действительное распределение индукции заменяют прямоугольным *2*, предполагая индукцию неизменной на некоторой теоретической дуге b_i. Дуга b_i должна быть выбрана так, чтобы поток полюса, пропорциональный площади, ограничиваемой кривой индукции, остался неизменным. Обычно b_i

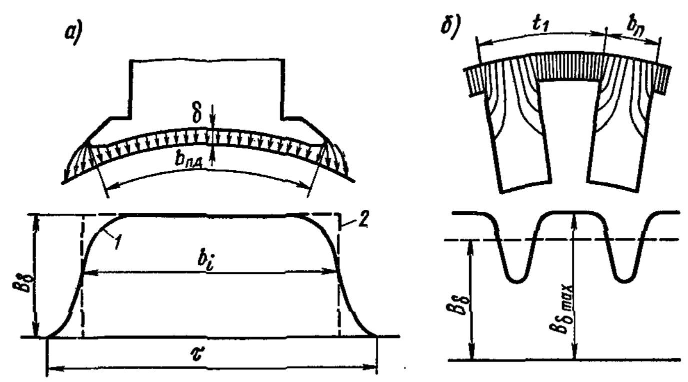


Рис. 3.29. Кривые распределения магнитной индукции в воздушном зазоре при гладком и зубчатом якоре

мало отличается от конструктивной длины полюсной дуги $b_{пд}$: при равномерном воздушном зазоре можно считать, что $b_i = b_{пд} + 2\delta$ (где δ – воздушный зазор), а при полюсном наконечнике со скошенными краями $b_i \approx b_{пд}$. Отношение $\alpha_i = b_i/\tau$ называют *коэффициентом полюсного (магнитного) перекрытия.*

Магнитное напряжение в воздушном зазоре определяют по значению потока, проходящего через зазор из статора в ротор (или наоборот):

$$\Phi = \alpha_i \tau l_i B_\delta, \tag{3.26}$$

где l_i – продольная расчетная (активная) длина воздушного зазора; B_δ – индукция в воздушном зазоре (при номинальном режиме она изменяется от 0,6 до 1,1 Тл, причем бóльшие значения соответствуют машинам большей мощности).

Из формулы (3.26) следует, что при заданной индукции B_δ в воздушном зазоре с увеличением коэффициента полюсного перекрытия α_i возрастает и магнитный поток Ф. Однако при значительном увеличении α_i сильно возрастает поток рассеяния Φ_σ, который замыкается через ярмо и сердечники полюсов, минуя якорь (см. рис. 3.28, *а*). Обычно $\alpha_i = 0{,}6 \div 0{,}8$, причем меньшие значения соответствуют машинам меньшей мощности.

Напряженность магнитного поля в воздушном зазоре

$$H_\delta = B_\delta/\mu_0 = \Phi/(\mu_0 \alpha_i \tau l_i), \tag{3.27}$$

а магнитное напряжение (на два воздушных зазора)

$$F_\delta = 2H_\delta L_\delta = 2B_\delta \delta_i/\mu_0, \tag{3.28}$$

где $L_\delta = \delta_i$ – длина отрезка расчетной магнитной линии в воздушном зазоре.

При наличии зубцов на роторе или статоре длина расчетной магнитной линии в зазоре δ_i больше расстояния δ между ротором и статором, так как магнитные линии в зазоре искривлены (см. рис. 3.29, *б*). Это обстоятельство учитывается путем введения в расчет некоторого коэффициента k_δ, называемого *коэффициентом воздушного зазора или коэффициентом Картера* (по имени английского ученого, впервые установившего количественную связь между средней длиной магнитной линии в зазоре и конфигурацией зубцового слоя), поэтому $\delta_i = k_\delta \delta$.

Значение k_δ при наличии зубцов только на роторе или статоре машины можно определить по формуле $k_\delta = t_1/(t_1 - \gamma\delta)$, где t_1 – зубцовое деление; $\gamma = (b_0/\delta)^2/(5 + b_0/\delta)$ при $b_0/\delta > 1$; b_0 – ширина шлица паза (при полузакрытых и полуоткрытых пазах); при открытых пазах b_0 принимают равным ширине паза $b_п$.

Если зубцы имеются на роторе и статоре (асинхронные машины, машины постоянного тока с компенсационной обмоткой, синхронные машины с успокоительной обмоткой), то

$$\delta_i = k_{\delta 1} k_{\delta 2} \delta, \tag{3.29}$$

где $k_{\delta 1}$ и $k_{\delta 2}$ – коэффициенты воздушного зазора для ротора и статора.

При определении индукции B_δ и напряженности H_δ магнитного поля в воздушном зазоре расчетную (активную) длину зазора следует вычислять с учетом различных конструктивных длин статора l_{a1} и ротора l_{a2} (рис. 3.30, *а*) и наличия радиальных вентиляционных каналов (рис. 3.30, *б*). Обычно принимают, что расчетная длина $l_i = 0{,}5(l_{a1} + l_{a2})$. При наличии в роторе или статоре $n_к$ вентиляционных каналов шириной $b_к$ за эквивалентную длину соответствующей части машины принимают $l'_a = l - 0{,}5 n_к b_к$, где l – конструктивная длина этой части.

Зависимость величины F_δ от индукции B_δ (или от Ф)

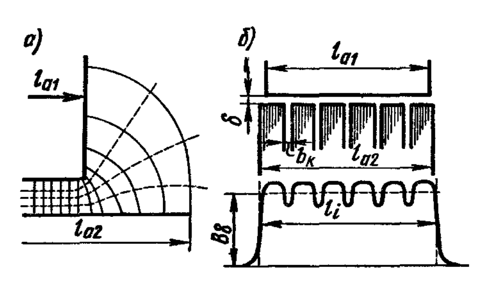


Рис. 3.30. Кривые распределения магнитной индукции в воздушном зазоре у краев ротора и статора и при наличии радиальных вентиляционных каналов

является линейной, так как $\mu_0 = \text{const}$. Обычно при номинальном режиме работы машины $F_\delta = (0{,}7 \div 0{,}9) F_B$.

Магнитное напряжение в зубцовом слое. В зубцах ротора и статора индукция значительно больше, чем в воздушном зазоре. В слое, прилегающем к воздушному зазору,

$$B_z = B_\delta S_\delta / S_z = B_\delta t_1 / (\gamma b_z), \qquad (3.30)$$

где $\gamma = 0{,}9 \div 0{,}93$ – коэффициент заполнения объема якоря сталью, учитывающий наличие изоляции между листами, b_z – ширина зубца в данном месте.

При полузакрытых пазах овальной или трапецеидальной формы (рис. 3.31, *а*) зубцы имеют параллельные стенки, вследствие чего индукция B_z неизменна по всей высоте зубца. В таком зубце постоянна и напряженность магнитного поля H_z, которая определяется по подсчитанному значению B_z на основании кривой намагничивания для данной марки стали.

При прямоугольных пазах зубцы приобретают клинообразную форму, при которой индукция в зубцах увеличивается по мере приближения к основанию паза ротора (рис. 3.31, *б*) и к головке зубца статора (рис. 3.31, *в*).

При определении магнитного напряжения в зубцовом слое, когда индукция в зубцах превышает 1,8 Тл, следует учитывать, что поток Φ_t зубцового деления (рис. 3.32, *а*) из-за большого магнитного насыщения зубцов делится на две части, одна из которых (зубцовый поток Φ_z) проходит через зубец, а вторая (пазовый поток $\Phi_п$) – через паз. При этом для любого сечения зубцового слоя на расстоянии x от дна паза

$$\Phi_t = \Phi_{zx} + \Phi_{пx}. \qquad (3.31)$$

Разделим обе части (3.31) на площадь S_{zx} поперечного сечения зубца в данном месте (за вычетом площади изоляционных прокладок между листами):

$$\Phi_t / S_{zx} = \Phi_{zx} / S_{zx} + \Phi_{пx} / S_{zx}.$$

При этом Φ_{zx} и $\Phi_{пx}$ изменяются по высоте зубца с изменением площади S_{zx} и условий насыщения.

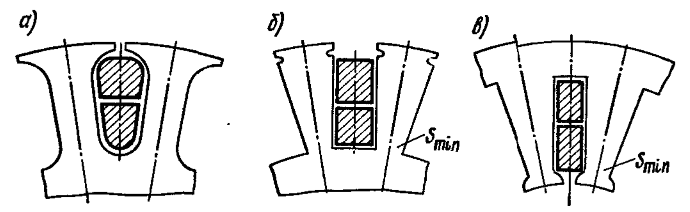


Рис. 3.31. Зубцовые слои ротора и статора

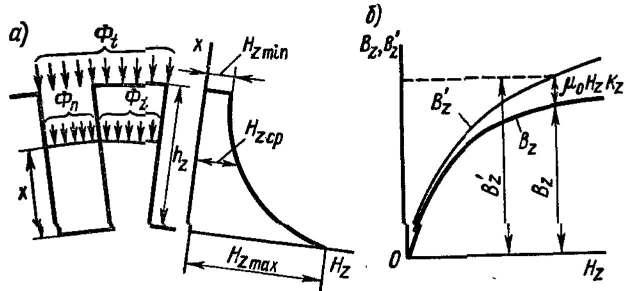


Рис. 3.32. Кривые распределения магнитных потоков в зубцовом слое (*а*) и построение зависимостей (*б*): $B_z = f(H_z)$ и $B'_z = f(H_z)$

Величину $\Phi_t/S_{zx} = B'_{zx}$ можно рассматривать как некоторую фиктивную (расчетную) индукцию в зубце. Действительная индукция в зубце $B_{zx} = \Phi_{zx}/S_{zx}$, а индукция в пазу $B_{пx} = \Phi_{пx}/S_{пx}$; следовательно,

$$\Phi_{пx}/S_{zx} = B_{пx}S_{пx}/S_{zx} = \mu_0 k_z H_{пx},$$

где $k_z = S_{пx}/S_{zx}$ – *зубцовый коэффициент*, зависящий от геометрических размеров зубца и паза в данном сечении; $H_{пx}$ – напряженность магнитного поля в пазу на расстоянии x от дна.

Таким образом,

$$B'_{zx} = B_{zx} + \mu_0 k_z H_{пx}. \qquad (3.32)$$

Практически напряженность магнитного поля в пазу мало изменяется по ширине паза и, следовательно, можно принять, что на любом расстоянии x от дна паза напряженности магнитного поля в пазу $H_{пx}$ и в зубце H_{zx} одинаковы. Это допущение позволяет весьма просто получить зависимость между расчетной индукцией и напряженностью магнитного поля в зубцах (рис. 3.32, *б*). Задаваясь напряженностью магнитного поля в зубце H_{zx}, по кривой намагничивания стали можно построить график действительной индукции в зубце $B_z = f(H_z)$, а затем по формуле (3.32) – график расчетной индукции $B_z = f(H_z)$ для некоторого постоянного значения k_z.

Практически напряженность поля в зубцах H_z определяют по номограмме (рис. 3.33), построенной для всех встречающихся на практике значений k_z. Чтобы найти магнитное напряжение в зубцовом слое, зубец разделяют по высоте на несколько участков величиной Δh_z и для каждого участка вычисляют индукцию B_z, B'_z и напряженность H_z. Затем строят кривую изменения напряженности поля H_z вдоль высоты зубца (рис. 3.32, *а*) и вычисляют магнитное напряжение

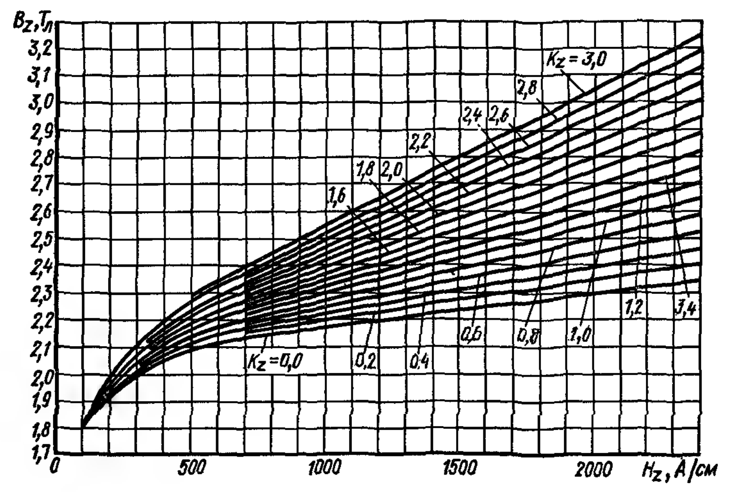


Рис. 3.33. Номограмма для определения напряженности H_z магнитного поля в зубцах, выполненных из электротехнической стали по значению расчетной индукции B'_z (сталь горячекатаная)

$$F_z = 2\sum_{1}^{i} H_z \Delta h_z. \qquad (3.33)$$

При расчете F_z за величину S_{zx} принимают только площадь, приходящуюся на стальные листы (не учитывая изоляционные прокладки между ними). При клинообразных зубцах на различных участках зубца из-за изменения S_{zx} изменяется не только расчетная индукция B'_z, но и коэффициент k_z.

Часто используют упрощенный прием, при котором в качестве расчетной эквивалентной напряженности магнитного поля в зубце $H_{z\,экв}$ принимают ее значение, вычисленное по формуле Симпсона для трех сечений (верхнего, нижнего и среднего):

$$H_{z\,экв} = (H_{z\,max} + 4H_{z\,ср} + H_{z\,min})/6. \qquad (3.34)$$

При этом

$$F_z = 2H_{z\,экв} h_z. \qquad (3.34а)$$

В ряде случаев за эквивалентную расчетную величину напряженности магнитного поля в зубце $H_{z\,экв}$ принимают ее значение для сечения зубца, расположенного на $1/3$ его высоты (считая от наиболее узкого места). Естественно, что этот способ является менее точным.

Обычно для машин переменного тока общепромышленного исполнения при номинальном режиме индукция в зубцах с параллельными стенками $B_z = 1{,}4 \div 1{,}8$ Тл; в клиновидных зубцах $B_{z\,max} = 2{,}0 \div 2{,}2$ Тл. В машинах постоянного тока эти значения обычно выше на 5–10%.

Магнитное напряжение в полюсах, ярмах ротора и статора. В машинах с явновыраженными полюсами расчетный магнитный поток в ярмах ротора и статора может иметь различные значения в зависимости от места установки полюсов. Если полюсы расположены на роторе (обычно у синхронных машин), через них и ярмо ротора замыкается не только полезный поток Ф, но и поток рассеяния Φ_σ. Поэтому для полюсов и ярма ротора расчетным потоком является суммарный поток:

$$\Phi + \Phi_\sigma = \Phi(1 + \Phi_\sigma/\Phi) = \sigma\Phi, \tag{3.35}$$

где $\sigma = 1 + \Phi_\sigma/\Phi$ – *коэффициент магнитного рассеяния.*

Для ярма статора (якоря) расчетным потоком является поток Ф.

Если полюсы расположены на статоре (обычно у машин постоянного тока), расчетным потоком для них и ярма статора является поток $\sigma\Phi$, а для ярма ротора – поток Ф. Определение потока рассеяния Φ_σ в явнополюсных машинах является весьма сложной задачей, которая решается достаточно точно путем построения картины магнитного поля. Обычно коэффициент рассеяния $\sigma = 1{,}1 \div 1{,}2$.

Чтобы найти магнитные напряжения F_{a1} и F_{a2} в ярмах статора и ротора, необходимо построить для них картины магнитного поля, так как магнитный поток, проходящий через различные сечения вдоль средней магнитной линии ярма, в общем случае неодинаков. Например, при распределенной обмотке (в асинхронных двигателях) наибольший поток в ярмах статора и ротора имеется в среднем сечении *1 – 1* (рис. 3.34, *а*). Такое же распределение потока характерно для статоров синхронных машин и роторов машин постоянного тока. В статорах машин постоянного тока и роторах явнополюсных синхронных машин поток по длине средней линии ярма изменяется мало.

При практических расчетах часто пренебрегают неравномерностью распределения магнитного поля в ярмах статора и ротора и принимают, что индукция в них постоянна по всему сечению и неизменна вдоль средней магнитной линии ярма. В этом случае магнитные напряжения F_{a1} и F_{a2} определяют путем вычисления магнитных индукций B_{a1} и B_{a2} и установления расчетных длин средних магнитных линий L_{a1} и L_{a2}

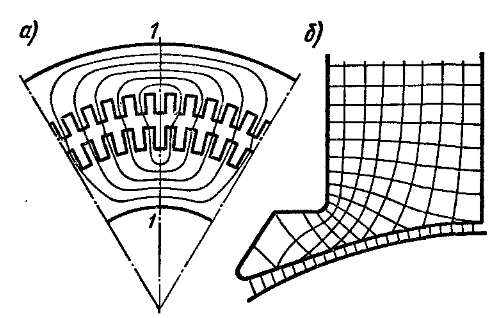


Рис. 3.34. Магнитные поля в ярмах статора и ротора и в полюсе

для этих частей машины (они определяются по геометрическим размерам статора и ротора без учета поперечного сечения вала):

$$F_{a1} = H_{a1}L_{a1}, \; F_{a2} = H_{a2}L_{a2}, \tag{3.36}$$

где H_{a1} и H_{a2} – напряженность магнитного поля в ярмах статора и ротора, которые принимаются постоянными.

Некоторая неточность при определении магнитных напряжений F_{a1} и F_{a2} без построения картин поля мало влияет на МДС $F_в$, так как индукция в ярмах ротора и статора невелика. Обычно она равна 1,2 – 1,4 Тл и магнитное напряжение в них составляет 5 – 10 % от величины $F_в$.

Магнитное поле в сердечнике полюса также распределено довольно равномерно (рис. 3.34, *б*), и можно считать, что индукция B_m и напряженность в нем магнитного поля H_m постоянны вдоль высоты h_m, а расчетная длина магнитной линии равна h_m. При этом

$$F_m = 2H_m h_m. \tag{3.37}$$

При номинальном режиме индукция в сердечниках полюсов составляет $B_m = 1{,}3 \div 1{,}6$ Тл. Однако в некоторых случаях в полюсных наконечниках могут иметься значительные насыщения, влияющие на распределение магнитного потока в воздушном зазоре под краями полюсов.

Ток возбуждения и намагничивающий ток. Если магнитный поток машины создается обмоткой возбуждения, питаемой постоянным током, то необходимый ток возбуждения определяется по известному значению МДС величины $F_в$ на пару полюсов:

$$I_в = F_в/(2w_в), \tag{3.38}$$

где $w_в$ – число витков обмотки возбуждения.

При создании магнитного потока многофазной обмоткой, питаемой переменным током, необходимый намагничивающий ток в фазе

$$I_\mu \approx \pi p F_в / (2\sqrt{2} w_ф k_{об.ф} m), \quad (3.39)$$

где $w_ф$ и $k_{об.ф}$ – число витков в фазе и обмоточный коэффициент данной обмотки; m – число фаз.

Магнитная характеристика. На рис. 3.35, *а* приведена типичная магнитная характеристика $\Phi = f(F_в)$ в относительных единицах для электрических машин с явновыраженными полюсами (синхронных машин и машин постоянного тока). Ее можно построить по результатам расчета магнитной системы машины при различных значениях магнитного потока. На магнитной характеристике резко выражен начальный прямолинейный участок, что обусловлено наличием сравнительно большого воздушного зазора, для которого характерна линейная зависимость магнитного напряжения от магнитного потока Ф. При сравнительно малых значениях магнитного потока, а следовательно, и магнитной индукции в ферромагнитных участках магнитной системы магнитными напряжениями на этих участках можно пренебречь и считать, что $F_в \approx F_\delta$. По мере увеличения магнитного потока магнитные сопротивления участков возрастают, особенно сильно зубцового слоя. *При индукции в зубцах, примерно равной 1,6 Тл, зависимость* $\Phi = f(F_в)$ начинает отклоняться от прямолинейной.

В большинстве электрических машин точку а, соответствующую номинальному режиму, выбирают на криволинейном участке магнитной характеристики; при работе на линейном участке (т. е. при небольшой магнитной индукции) плохо используется сталь магнитной системы, а при больших

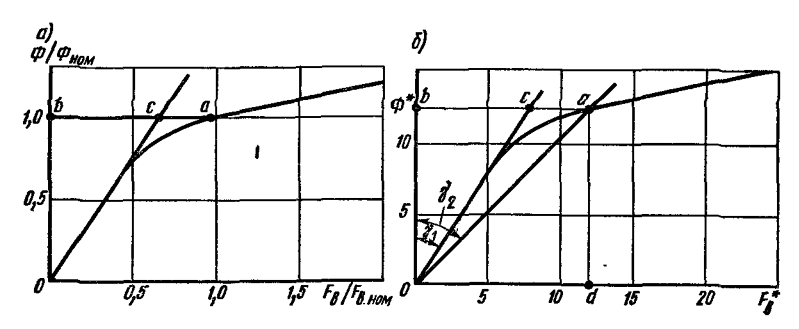


Рис. 3.35. Магнитные характеристики электрических машин

насыщениях резко возрастает МДС обмотки, создающей магнитный поток, а следовательно, число витков этой обмотки и поперечное сечение провода. Таким образом, ненасыщенная машина и машина с большим насыщением магнитной системы требуют повышенного расхода активных материалов.

Количественно степень насыщения магнитной системы характеризуется коэффициентом насыщения $k_{нас}$, который можно найти из магнитной характеристики (рис. 3.35, *а*) как отношение отрезка *ab*, соответствующего МДС $F_{в\,ном}$, к отрезку *bc*, отсекаемому продолжением прямолинейного участка магнитной характеристики. Для машин переменного тока $k_{нас} = 1{,}1 \div 1{,}3$; для машин постоянного тока $k_{нас} = 1{,}4 \div 1{,}8$. Применение несколько меньших коэффициентов насыщения в синхронных машинах по сравнению с машинами постоянного тока объясняется стремлением уменьшить магнитные потери в стали якоря и сократить число витков обмотки возбуждения.

Магнитные характеристики различных машин с одинаковыми коэффициентами насыщения, выраженные в относительных единицах, практически совпадают. Это означает, что все многообразие магнитных характеристик можно свести к одной кривой, выраженной в некоторых условных единицах. Такая универсальная кривая, полученная из магнитной характеристики реальной машины, изображена на рис. 3.35, *б* и соответствует приведенным ниже цифрам:

Φ^*	3	5	7	9	10	11	12	13	14	15
$F_в^*$	1,9	3,2	4,5	5,9	6,9	8,2	10,6	15,0	20,0	25,0

Если требуется построить магнитную характеристику для машины, имеющей, например, $k_{нас} = 1{,}5$, то поступают следующим образом. На универсальной магнитной характеристике (рис. 3.31, *б*) из начала координат проводят вспомогательную прямую, образующую с осью ординат угол γ_2, тангенс которого в 1,5 раза больше тангенса угла γ_1, образуемого прямолинейной частью универсальной магнитной характеристики с той же осью. Вспомогательная прямая пересекает универсальную характеристику в точке *а*, которая и соответствует номинальному режиму, т. е. в данном случае $\Phi^*_{ном} = 12{,}3$ (точка *b*) и $F^*_{в.ном} = 11{,}85$ (точка *d*).

В соответствии с полученными значениями $\Phi^*_{ном}$ и $F^*_{в.ном}$ можно перестроить универсальную магнитную характеристику в характеристику, выраженную в относительных единицах с $k_{нас} = 1{,}5$, используя формулы $\Phi/\Phi_{ном} = \Phi^*/\Phi^*_{ном}$ и $F_в/F_{в.ном} = F^*_в/F^*_{в.ном}$. Построенные таким способом расчетные кривые дают погрешность не более 3%.

§ 3.8. РАССЕЯНИЕ И ИНДУКТИВНЫЕ СОПРОТИВЛЕНИЯ ОБМОТОК В МАШИНАХ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Магнитные проводимости потоков рассеяния. *В машинах переменного тока потоки рассеяния и соответствующие им индуктивные сопротивления имеют относительно большие значения по сравнению с трансформаторами.* Это объясняется тем, что в машинах проводники обмоток располагают в пазах, и, следовательно, длина путей потоков рассеяния по воздуху сокращается.

В общем случае в машине имеются следующие потоки рассеяния: *пазовый* $\Phi_{\sigma п}$, проходящий через стенки паза (рис. 3.36, *а*); *лобовой* $\Phi_{\sigma л}$, замыкающийся вокруг лобовых частей обмотки (рис. 3.36, *б*); поток $\Phi_{\sigma к}$, замыкающийся через головки (коронки) зубцов и воздушный зазор, но сцепленный только с одной из обмоток (рис. 3.36, *в*); *дифференциальный* $\Phi_{\sigma д}$, обусловленный наличием высших гармонических в кривой поля и ЭДС. Каждому потоку соответствует определенная магнитная проводимость, поэтому магнитную проводимость для потоков рассеяния обычно представляют в виде

$$\Lambda = \Lambda_п + \Lambda_л + \Lambda_к + \Lambda_д, \qquad (3.40)$$

где $\Lambda_п$, $\Lambda_л$, $\Lambda_к$, $\Lambda_д$ – соответственно проводимости потоков $\Phi_{\sigma п}$, $\Phi_{\sigma л}$, $\Phi_{\sigma к}$ и $\Phi_{\sigma д}$.

При нахождении потоков рассеяния и создаваемых ими индуктивных сопротивлений обычно используют удельные магнитные проводимости (на единицу расчетной активной длины l_i машины), так как они определяются геометрическими размерами тех частей машины, через которые проходит соответствующий поток рассеяния. При этом

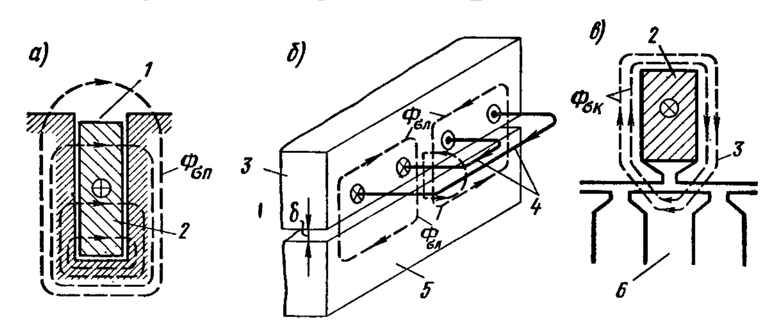


Рис. 3.36. Силовые линии потоков рассеяния в электрических машинах переменного тока:

1 – паз; *2* – проводник; *3* – статор; *4* – лобовые части; *5* – ротор; *6* – зубец ротора

$$\Lambda = \mu_0 l_i (\lambda_п + \lambda_л + \lambda_к + \lambda_д). \quad (3.41)$$

За расчетную активную длину l_i при определении потоков рассеяния принимают конструктивную длину l соответствующей части машины (статора или ротора); при наличии в ней $n_к$ радиальных вентиляционных каналов шириной $b_к$

$$l_i = l - 0{,}5 n_к b_к. \quad (3.42)$$

Пазовый поток рассеяния. На рис. 3.37 изображена обмотка переменного тока, проводники которой на двух полюсных делениях 2τ распределены в шести пазах, т. е. при $q = 3$. Вокруг проводников с током показан поток рассеяния $\Phi_{\sigma п}$, построенный обычным способом исходя из равномерного распределения МДС. Поток рассеяния, образуемый проводниками рассматриваемой обмотки, согласно закону полного тока

$$\Phi_{\sigma п} = qF_п/(qR_{м.п}) = F_п/R_{м.п} = F_п\Lambda_п, \quad (3.43)$$

где $qF_п$ – суммарная МДС обмотки; $F_п$ – МДС проводников, расположенных в одном пазу; $R_{м.п}$ – магнитное сопротивление для потока рассеяния, соответствующее одному пазу.

Таким образом, пазовый поток рассеяния $\Phi_{\sigma п}$, сцепленный с проводниками одного паза, можно рассматривать как поток уединенного паза и считать, что проводники, расположенные в соседних пазах, не влияют на этот поток.

Для определения проводимости $\Lambda_п$ потока рассеяния, проходящего через стенки паза, и соответствующего ему индуктивного сопротивления рассмотрим распределение напряженности H_x этого потока вдоль высоты паза (рис. 3.38). МДС для изображенного на рис. 3.38, *а* штриховой линией контура обхода (на расстоянии x от нижнего края проводников)

$$F_x = F_п x/h_1 = \sqrt{2} I_ф w_п x/h_1,$$

где $F_п = \sqrt{2} I_ф w_п$ – МДС, расположенной в пазу катушки, по которой проходит ток фазы $I_ф$; $w_п$ – число витков катушки; h_1 – высота проводников с током.

Если пренебречь магнитным напряжением на стальных участках рассматриваемого контура, то напряженность магнитного поля в части паза высотой h_1, где расположены проводники с током, $H_x = (F_п/b_п)(x/h_1)$.

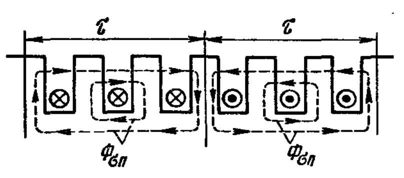


Рис. 3.37. Схема образования потоков рассеяния вокруг проводников, расположенных в пазах

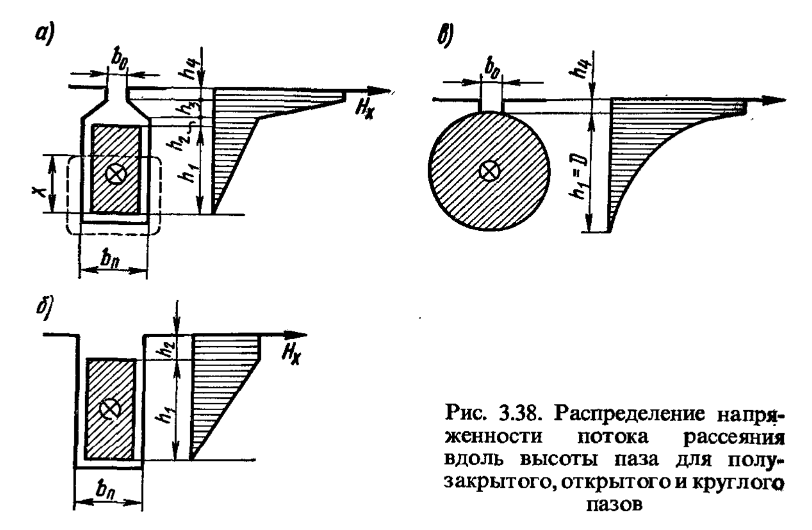


Рис. 3.38. Распределение напряженности потока рассеяния вдоль высоты паза для полузакрытого, открытого и круглого пазов

МДС F_x в части паза, расположенной выше проводников с током, остается постоянной, а напряженность поля H_x изменяется обратно пропорционально расстоянию между стенками паза в рассматриваемом сечении. Следовательно, потокосцепления потока рассеяния $\Phi_{\sigma п}$ с расположенной в пазу катушкой на различных участках паза равны:

на участке высотой h_1

$$\Psi_1 = \int_0^{h_1} w_x \Phi_x \, dx = \int_0^{h_1} \left(w_п \frac{x}{h_1} \right) \left(\mu_0 l_i \frac{F_п}{b_п} \cdot \frac{x}{h_1} \right) dx = \frac{\mu_0 F_п l_i h_1}{3 b_п};$$

на участке высотой h_2

$$\Psi_2 = \mu_0 F_п w_п l_i h_2 / b_п;$$

на участке высотой h_3

$$\Psi_3 = \mu_0 F_п l_i \int_0^{h_3} \frac{dx}{b_п - \frac{x}{h_3}(b_п - b_0)} = \mu_0 F_п w_п l_i \frac{h_3}{b_3},$$

где $b_3 = (b_п - b_0)/[\ln(b_п/b_0)] \approx (b_п + b_0)/2{,}3$;

на участке высотой h_4

$$\Psi_4 = \mu_0 F_п w_п l_i h_4 / b_0.$$

Общее потокосцепление катушки, расположенной в пазу,

$$\Psi_п = 2(\Psi_1 + \Psi_2 + \Psi_3 + \Psi_4) = 2\mu_0 l_i F_п w_п \left(\frac{h_1}{3b_п} + \frac{h_2}{b_п} + \frac{2{,}3h_3}{b_п + b_0} + \frac{h_4}{b_0} \right), \tag{3.44}$$

где коэффициент «2» указывает на потокосцепление второй стороны катушки.

При этом индуктивность катушки, обусловленная пазовым потоком рассеяния,

$$L_п = \frac{\Psi_п}{\sqrt{2} I_ф} = 2\mu_0 l_i w_п^2 \left(\frac{h_1}{3b_п} + \frac{h_2}{b_п} + \frac{2{,}3h_3}{b_п + b_0} + \frac{h_4}{b_0} \right) = 2\Lambda_п w_п^2, \tag{3.45}$$

а магнитная проводимость потока

$$\Lambda_п = \frac{L_п}{2w_п^2} = \mu_0 l_i \left(\frac{h_1}{3b_п} + \frac{h_2}{b_п} + \frac{2{,}3h_3}{b_п + b_0} + \frac{h_4}{b_0} \right) = \mu_0 l_i \lambda_п, \tag{3.46}$$

где удельная проводимость

$$\lambda_п = h_1/(3b_п) + h_2/b_п + 2{,}3h_3/(b_п + b_0) + h_4/b_0. \tag{3.47}$$

В одной фазе однослойной обмотки содержится pq пазовых катушек, которые в общем случае образуют a параллельных ветвей. Поэтому индуктивность фазы обмотки, обусловленная проводимостью пазового потока рассеяния,

$$L_{ф.п} = L_п (pq/a^2) = 2\Lambda_п w_п^2 (pq/a^2). \tag{3.48}$$

Учитывая, что общее число последовательно включенных витков в фазе $w_ф = w_п pq/a$, получаем, что

$$L_{ф.п} = 2w_ф \Lambda_п/(pq) = 2w_ф^2 \mu_0 l_i \lambda_п/(pq). \tag{3.48а}$$

Таким образом, составляющая индуктивного сопротивления фазы, обусловленная пазовыми потоками рассеяния,

$$X_п = 2\pi f L_{ф.п} = 4\pi f w_ф^2 \mu_0 l_i \lambda_п/(pq). \tag{3.49}$$

При других конфигурациях пазов удельная проводимость $\lambda_п$ определяется аналогично. При открытых пазах (рис. 3.38, *б*) оба последних члена в уравнении (3.47) исчезают. При круглых пазах (рис. 3.38, *в*)

$$\lambda_п \approx 0{,}66 + h_4/b_0, \tag{3.50}$$

т. е. диаметр находящегося в пазу проводника не влияет на поток рассеяния, так как одновременно пропорционально изменяются ширина и высота паза.

Полученные формулы справедливы для однослойных обмоток. В двухслойных обмотках при шаге обмотки $y \neq \tau$ в некоторых пазах проводники верхнего и нижнего слоев принадлежат

к различным фазам и токи в них сдвинуты между собой по фазе. Это изменяет магнитное поле паза, вследствие чего проводимость пазового потока уменьшается. Поэтому для двухслойной обмотки

$$\lambda'_п = \lambda_п k_s, \tag{3.51}$$

где $k_s = (1 + 3\beta)/4$ — коэффициент, равный единице при диаметральной обмотке, т. е. при $y = \tau$, и меньше единицы при укороченном шаге, когда $y < \tau$ и $\beta = y/\tau < 1$.

Поток рассеяния вокруг лобовых частей катушек. Вокруг лобовых частей катушек замыкается поток, часть которого является потоком взаимоиндукции, а другая часть — потоком рассеяния. Поток рассеяния определяется геометрическими размерами и типом обмотки. На рис. 3.39 для примера показана картина магнитного поля от потоков рассеяния $\Phi_{ол}$ вокруг лобовых соединений для однослойной обмотки.

Удельная проводимость потока рассеяния

$$\lambda_л = c(q/l_i)(l_л - 0{,}64\tau\beta), \tag{3.52}$$

где c — постоянный коэффициент, равный 0,67 для однослойных двухплоскостных обмоток; 0,47 — для трехплоскостных; 0,34 — для двухслойных обмоток; $l_л$ — средняя длина лобовых частей.

Формула (3.52) является эмпирической, так как аналитическое определение проводимости приводит к весьма сложным и громоздким выражениям. Подобные формулы для определения удельной проводимости $\lambda_л$ для короткозамкнутых и других специальных обмоток приводятся в пособиях по проектированию электрических машин.

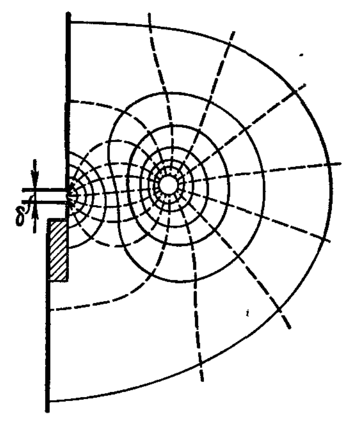


Рис. 3.39. Магнитное поле от потоков рассеяния вокруг лобовых соединений однослойной обмотки

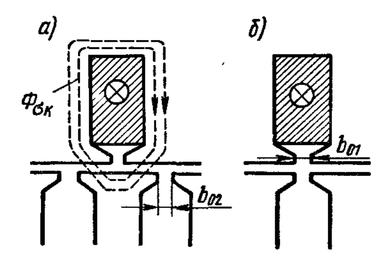


Рис. 3.40. Схема прохождения потока рассеяния через головки зубцов

Поток рассеяния по головкам (коронкам) зубцов. Поток рассеяния $\Phi_{\sigma к}$, проходящий через головку каждого зубца, зависит от взаимного положения зубцов ротора и статора. Когда середина рассматриваемого паза, например статора, находится против середины зубца ротора, поток рассеяния статора $\Phi_{\sigma к}$ максимален (рис. 3.40, *а*). При повороте ротора этот поток постепенно уменьшается и становится равным нулю, когда середина паза ротора окажется против середины паза статора (рис. 3.40, *б*). Но статор и ротор имеют обычно различные числа пазов, вследствие чего отдельные пазы, принадлежащие одной фазе обмотки статора (или ротора), занимают различное положение относительно головок зубцов ротора (статора). В результате потокосцепления всей фазной обмотки, обусловленные проводимостью через головки зубцов, мало зависят от взаимного положения ротора и статора.

Приближенно средняя удельная проводимость по головкам зубцов

$$\lambda_к = 2n_1^2/(3t_1\delta), \tag{3.53}$$

где $n_1 = (t_1 - b_{01} - b_{02})/2$ (b_{01} и b_{02} – ширина прорезей в пазах статора и ротора); t_1 – зубцовое деление; δ – воздушный зазор.

Проводимость по головкам зубцов тем больше, чем больше зубцовое деление и меньше воздушный зазор между статором и ротором.

Дифференциальное рассеяние. Распределение обмотки по пазам приводит к тому, что ее МДС изменяется ступенчато. Вследствие этого в кривой распределения индукции вдоль окружности статора и ротора имеются пространственные высшие гармонические. Например, фаза *AX* создает пространственные высшие гармонические

$$B_{\nu x} = B_{0\nu}\cos(\pi\nu x/\tau) = B_{m\nu}\sin\omega t\cos(\pi\nu x/\tau) =$$
$$= 0{,}5B_{m\nu}\sin(\omega t - \pi\nu x/\tau) + 0{,}5B_{m\nu}\sin(\omega t + \pi\nu x/\tau).$$

Взаимодействуя с другими фазами, высшие гармонические, так же как и первая гармоническая, создают вращающиеся магнитные поля, которые индуцируют в обмотках соответствующие ЭДС. Поскольку высшие гармонические токов не могут передавать мощность из одной обмотки в другую, создаваемые ими магнитные потоки относят к потокам рассеяния, которым соответствует некоторая удельная проводимость $\lambda_д$, называемая *дифференциальной.*

Амплитуды высших гармонических магнитных потоков тем меньше, чем меньше зубцовые деления, и зависимость их от числа пазов сходна с аналогичной зависимостью проводимости по головкам зубцов от числа пазов. По этой аналогии

очень часто определяют расчетную дифференциальную проводимость $\lambda'_д$, учитывающую наличие как высших гармонических потоков, так и рассеяние через головки зубцов. При этом $\lambda'_д = \lambda_д + \lambda_к$.

Наиболее часто употребляют эмпирическую формулу

$$\lambda'_д = t\xi/(12k_\delta), \tag{3.54}$$

где t – зубцовое деление статора или ротора, k_δ – коэффициент воздушного зазора, учитывающий наличие пазов на статоре и роторе; ξ – коэффициент, значение которого зависит от величины q, укорочения шага обмотки β и геометрических размеров воздушного зазора и зубцовой зоны (отношение b_0/t и b_0/δ).

Индуктивное сопротивление рассеяния обмотки, обусловленное всеми потоками рассеяния, по аналогии с (3.49) можно выразить формулой

$$X_ф = 2\pi f L_ф = 4\pi f w_ф^2 \mu_0 l_i \lambda/(pq), \tag{3.55}$$

где $\lambda = \lambda_п + \lambda_л + \lambda'_д$.

ГЛАВА 4
АСИНХРОННЫЕ МАШИНЫ

§ 4.1. НАЗНАЧЕНИЕ И ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ АСИНХРОННЫХ МАШИН

Назначение. Асинхронные машины – наиболее распространенные электрические машины. Особенно широко они используются как электродвигатели и являются основными преобразователями электрической энергии в механическую. В настоящее время асинхронные электродвигатели потребляют около половины всей вырабатываемой в мире электроэнергии и находят широкое применение в качестве электропривода подавляющего большинства механизмов. Это объясняется простотой конструкции, надежностью и высоким значением КПД этих электрических машин.

Открытие асинхронных машин относится к 80-м годам прошлого столетия. Их создание связывают с именами итальянского ученого *Г. Феррариса*, югославского ученого *Н. Тесла* и русского ученого *М. О. Доливо-Добровольского*. *Г. Феррарис* и *Т. Тесла* независимо друг от друга в 1888 г. предложили способ получения двухфазного вращающегося поля и создали первые асинхронные машины. Однако эти двигатели не получили широкого применения.

Большую роль в создании асинхронных двигателей сыграл *М. О. Доливо-Добровольский*. В 1889 г. он впервые использовал трехфазный ток для получения вращающегося магнитного поля, применил на статоре распределенную трехфазную обмотку и обмотку ротора в виде беличьей клетки. Он также предложил трехфазную обмотку ротора, выведенную на контактные кольца, и использовал для пуска двигателя реостат, подключаемый к обмотке ротора через контактные кольца.

Почти за 100 лет существования асинхронных двигателей в них совершенствовались применяемые материалы, конструкция отдельных узлов и деталей, технология их изготовления; однако принципиальные конструкторские решения, предложенные М. О. Доливо-Добровольским, в основном остались неизменными. В дальнейшем большое применение получили также и однофазные асинхронные двигатели в основном для электробытовых приборов. Появилось также большое количество разновидностей и модификаций асинхронных машин, в частности асинхронные исполнительные двигатели, тахогенераторы, сельсины, поворотные трансформаторы и др.

Большой вклад в теорию асинхронных машин внесли советские ученые *Б. П. Апаров, М. П. Костенко, Г. Н. Петров, К. И. Шенфер* и др. В СССР впервые в мировой практике с 1946 г. асинхронные двигатели выпускаются едиными всесоюзными сериями. На базе единых серий в нашей стране организовано высокомеханизированное и автоматизированное крупносерийное производство на основе широкой специализации и кооперации. Большие преимущества имеют единые серии и в эксплуатации – они значительно облегчают выбор, установку, обслуживание и ремонт электрооборудования. В 70-х годах была разработана и внедрена единая серия асинхронных двигателей 4А. Одновременно с конструкцией двигателей разрабатывались электротехническая сталь, провода, изоляция и технология. В 80-х годах организацией социалистических стран «Интерэлектро» разработана новая унифицированная серия асинхронных двигателей АИ, предназначенная для использования во всех странах – членах СЭВ. Машины серии АИ, которые производятся во всех этих странах, отличаются повышенными надежностью и перегрузочной способностью, расширенным диапазоном регулирования, лучшими массово-габаритными и энергетическими показателями, а также улучшенными виброакустическими характеристиками по сравнению с машинами серии 4А.

В СССР впервые в мире разработана методика оптимизированного расчета асинхронных двигателей, учитывающая затраты как на производство, так и на эксплуатацию электродвигателей; расчет с помощью электронно-вычислительных машин ведется по минимуму суммарных затрат в народном хозяйстве. В теорию и практику создания единых серий асинхронных двигателей большой вклад внесли советские ученые и инженеры *А. Г. Иосифьян, Б. И. Кузнецов, Э. Д. Кравчик, В. И. Радин, Т. Г. Сорокер, И. Н. Чарахчьян* и др.

Принцип действия. В асинхронной машине одну из обмоток размещают на статоре *1* (рис. 4.1,*а*), а вторую – на роторе *3*. Между ротором и статором имеется воздушный зазор, который для улучшения магнитной связи между обмотками делают по возможности малым. Обмотка статора *2* представляет собой трехфазную (или в общем случае многофазную) обмотку, катушки которой размещают равномерно по окружности статора. Фазы обмотки статора AX, BY и CZ соединяют по схеме Y или Δ и подключают к сети трехфазного тока (рис. 4.1,*б*). Обмотку ротора *4* выполняют трехфазной или многофазной и размещают равномерно вдоль окружности ротора. Фазы ее в простейшем случае замыкают накоротко.

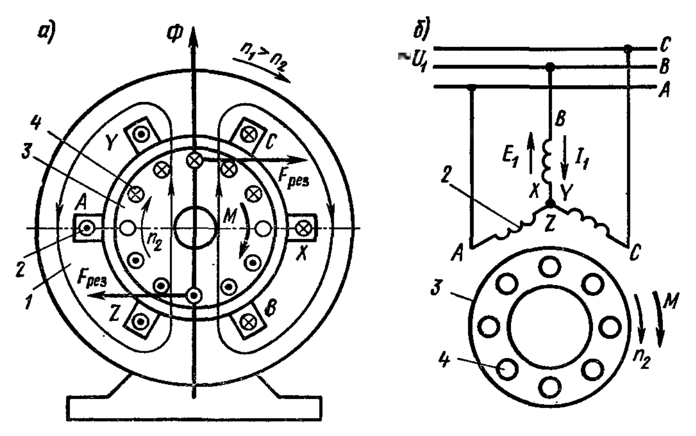


Рис. 4.1. Электромагнитная схема асинхронной машины, направления токов и электромагнитного момента при работе в двигательном режиме

При питании обмотки статора трехфазным током создается вращающееся магнитное поле, частота вращения которого (синхронная)

$$n_1 = 60 f_1 / p.$$

Если ротор неподвижен или частота его вращения меньше синхронной, то вращающееся магнитное поле пересекает проводники обмотки ротора и индуцирует в них ЭДС. На рис. 4.1, *а* показано, согласно правилу правой руки, направление ЭДС, индуцированной в проводниках ротора при вращении магнитного потока Ф по часовой стрелке, при этом проводники ротора перемещаются относительно потока Ф против часовой стрелки. Активная составляющая тока ротора совпадает по фазе с индуцированной ЭДС; поэтому условные обозначения (крестики и точки) на рис. 4.1 показывают одновременно и направление активной составляющей тока.

На проводники с током, расположенные в магнитном поле, действуют электромагнитные силы, направление которых определяется правилом левой руки. Суммарное усилие $F_{рез}$, приложенное ко всем проводникам ротора, образует электромагнитный момент M, увлекающий ротор за вращающимся магнитным полем. Если этот момент достаточно велик, то ротор приходит во вращение и его установившаяся частота вращения n_2 соответствует равенству электромагнитного момента тормозному, создаваемому приводимым во вращение механизмом и внутренними силами трения. Такой режим

работы асинхронной машины является *двигательным* и, очевидно, в данном случае $0 \leqslant n_2 < n_1$.

Относительную разность частот вращения магнитного поля и ротора называют *скольжением*:

$$\boxed{s = (n_1 - n_2)/n_1.} \tag{4.1}$$

Скольжение часто выражают в процентах

$$s = [(n_1 - n_2)/n_1] \cdot 100. \tag{4.1a}$$

Очевидно, что при двигательном режиме $1 > s > 0$.

Если ротор асинхронной машины разогнать с помощью внешнего момента (например, каким-либо двигателем) до частоты, большей частоты вращения магнитного поля n_1, то изменится направление ЭДС в проводниках ротора и активной составляющей тока ротора, т. е. асинхронная машина перейдет в *генераторный режим* (рис. 4.2, *а*). При этом изменит свое направление и электромагнитный момент M, который станет тормозящим. В генераторном режиме асинхронная машина получает механическую энергию от первичного двигателя, превращает ее в электрическую и отдает в сеть, при этом $s < 0$.

Если изменить направление вращения ротора (или магнитного поля) так, чтобы магнитное поле и ротор вращались в противоположных направлениях (рис. 4.2, *б*), то ЭДС и активная составляющая тока в проводниках ротора будут направлены так же, как в двигательном режиме, т. е. машина будет получать из сети активную мощность. Однако в данном

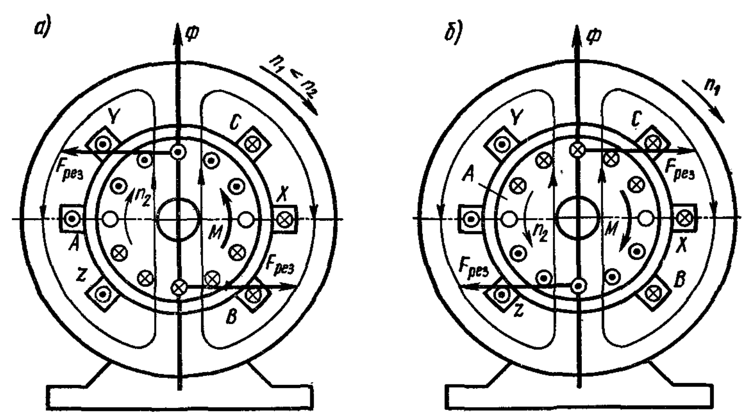


Рис. 4.2. Электромагнитная схема асинхронной машины, направления токов и электромагнитного момента при работе ее в режимах: генераторном и электромагнитного торможения

режиме электромагнитный момент M направлен против вращения ротора, т. е. является тормозящим. Этот режим работы асинхронной машины называют *режимом электромагнитного торможения*. Так как ротор вращается в обратном направлении (относительно направления магнитного поля), то $n_2 < 0$, а $s > 1$.

Таким образом, *характерной особенностью асинхронной машины является наличие скольжения,* т. е. *неравенство частот вращения n_1 и n_2. Только при указанном условии в проводниках обмотки ротора индуцируется ЭДС и возникает электромагнитный момент.* Поэтому машину называют *асинхронной* (ее ротор вращается несинхронно с полем).

На практике обычно встречается двигательный режим асинхронной машины, поэтому теория асинхронных машин изложена здесь применительно к этому режиму с последующим обобщением ее на другие режимы работы.

§ 4.2. УСТРОЙСТВО ТРЕХФАЗНЫХ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

Основные типы двигателей. По конструкции асинхронные двигатели подразделяют на два основных типа: с короткозамкнутым ротором и фазным ротором (последние называют также двигателями с контактными кольцами). Рассматриваемые двигатели имеют одинаковую конструкцию статора и отличаются лишь выполнением обмотки ротора.

Двигатели с короткозамкнутым ротором (рис. 4.3, *а* и *б*). На статоре расположена трехфазная обмотка (см. § 3.6), которая при подключении к сети трехфазного тока создает вращающееся магнитное поле. Обмотка ротора выполнена в виде беличьей клетки, является короткозамкнутой и никаких выводов не имеет (рис. 4.3, *в*).

Беличья клетка состоит из медных или алюминиевых стержней, замкнутых накоротко с торцов двумя кольцами (рис. 4.4, *а*). Стержни этой обмотки вставляют в пазы сердечника ротора без какой-либо изоляции. В двигателях малой и средней мощности беличью клетку обычно получают путем заливки расплавленного алюминиевого сплава в пазы сердечника ротора (рис. 4.4, *б*). Вместе со стержнями беличьей клетки отливают короткозамыкающие кольца и торцовые лопасти, осуществляющие вентиляцию машины. Для этой цели особенно пригоден алюминий, так как он обладает малой плотностью, легкоплавкостью и достаточно высокой электропроводностью. В машинах большой мощности пазы короткозамкнутого ротора выполняют полузакрытыми, в машинах

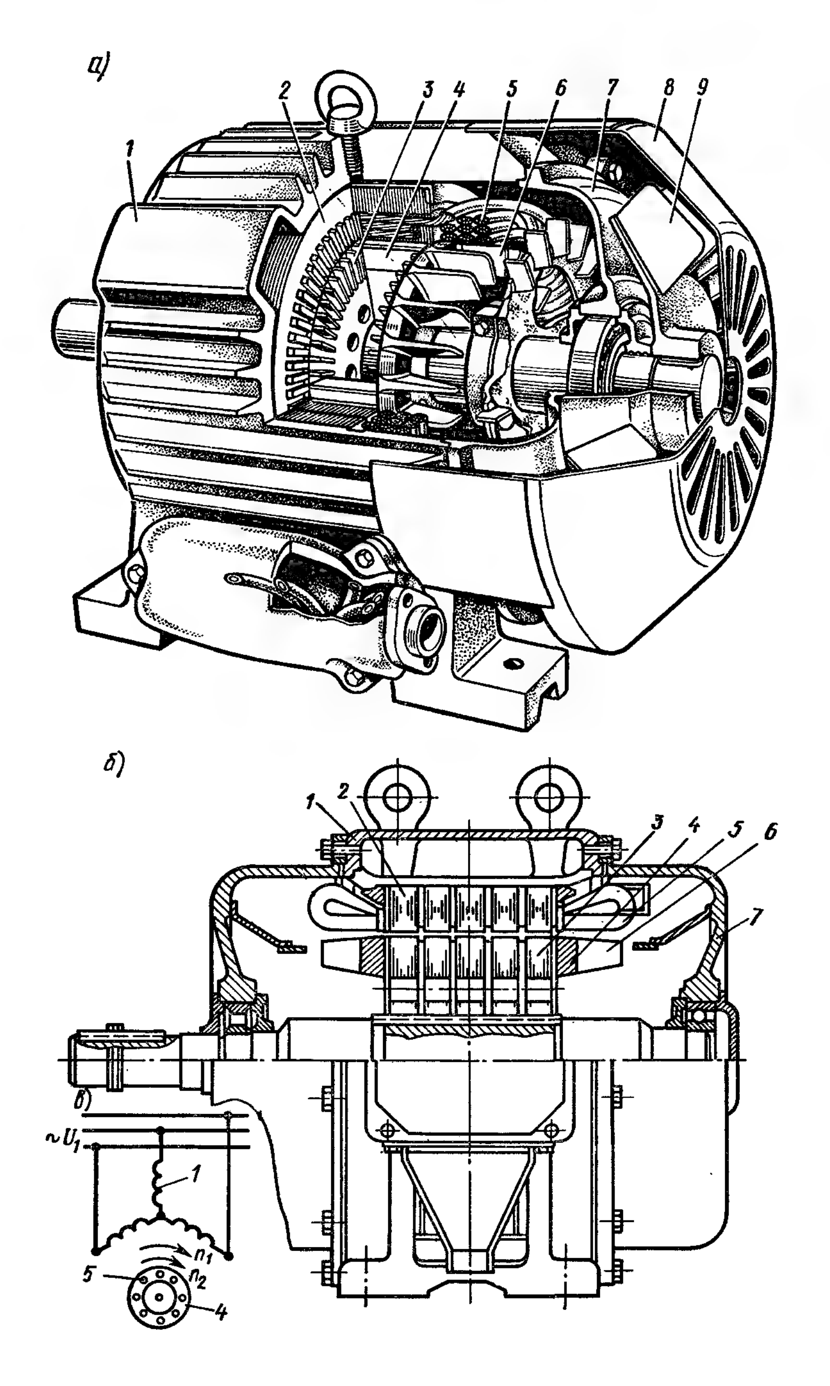

а)
1
2
3
4
5
6
7
8
9
б)
1
2
3
4
5
6
7
в)
~U1
1
n1
n2
5
4

Рис. 4.3. Устройство асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором (*а*, *б*) и схема его включения (*в*):

1 – корпус; *2* – сердечник статора; *3* – сердечник ротора; *4* – обмотка ротора – беличья клетка; *5* – обмотка статора; *6* – вентиляционные лопатки ротора; *7* – подшипниковый щит; *8* – кожух вентилятора; *9* – вентилятор

малой мощности – закрытыми. Обе формы паза позволяют хорошо укрепить проводники обмотки ротора, хотя и несколько увеличивают потоки рассеяния и индуктивное сопротивление роторной обмотки. В двигателях большой мощности беличью клетку выполняют из медных стержней, концы которых вваривают в короткозамыкающие кольца (рис. 4.4, *в*). Различные формы пазов ротора показаны на рис. 4.4, *г*.

В электрическом отношении беличья клетка представляет собой многофазную обмотку, соединенную по схеме Y и замкнутую накоротко. Число фаз обмотки m_2 равно числу пазов ротора z_2, причем в каждую «фазу» входят один стержень и прилегающие к нему участки короткозамыкающих колец.

Часто асинхронные двигатели с фазным и короткозамкнутым ротором имеют скошенные пазы на статоре или

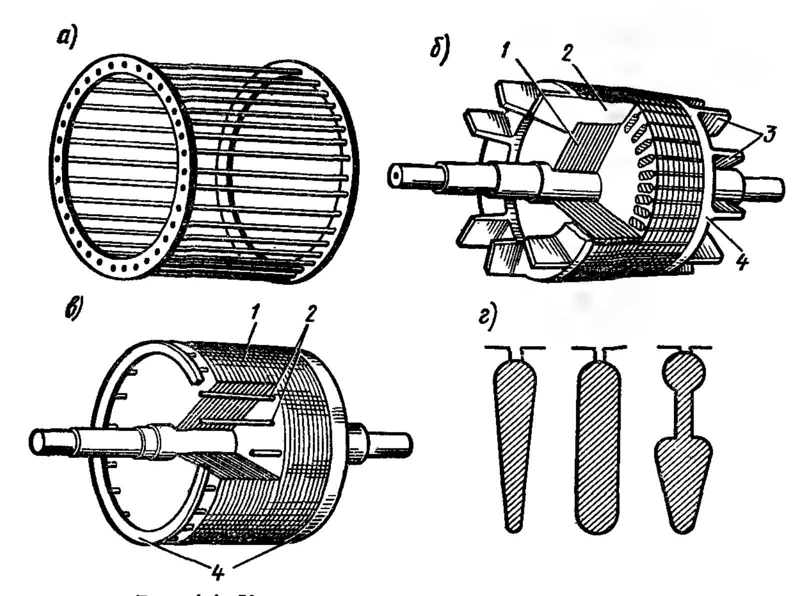


Рис. 4.4. Конструкция короткозамкнутого ротора:

1 – сердечник ротора; *2* – стержни; *3* – лопасти вентилятора; *4* – короткозамыкающие кольца

роторе. Скос пазов делают для того, чтобы уменьшить высшие гармонические ЭДС, вызванные пульсациями магнитного потока из-за наличия зубцов, снизить шум, вызываемый магнитными причинами, и устранить явление прилипания ротора к статору, которое иногда наблюдается в микродвигателях.

Двигатели с фазным ротором (рис. 4.5, *а*). Обмотка статора выполнена так же, как и в двигателях с короткозамкнутым ротором. Ротор имеет трехфазную обмотку с тем же числом полюсов. Обмотку ротора обычно соединяют по схеме Y, три конца которой выводят к трем контактным кольцам (рис. 4.5, *б*), вращающимся вместе с валом машины. С помощью металлографитных щеток, скользящих по контактным кольцам, в ротор включают пусковой или пускорегу-

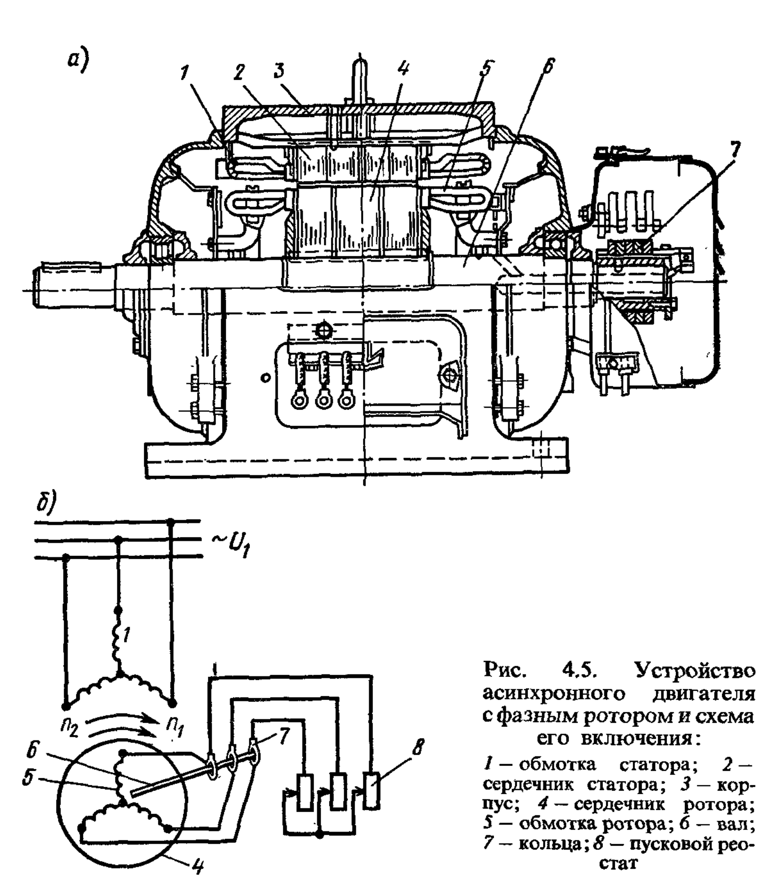


Рис. 4.5. Устройство асинхронного двигателя с фазным ротором и схема его включения:

1 – обмотка статора; *2* – сердечник статора; *3* – корпус; *4* – сердечник ротора; *5* – обмотка ротора; *6* – вал; *7* – кольца; *8* – пусковой реостат

лирующий реостат, т. е. в каждую фазу ротора вводят добавочное активное сопротивление.

Чтобы уменьшить износ колец и щеток, двигатели с фазным ротором иногда имеют приспособления для подъема щеток и замыкания колец накоротко после выключения реостата. Однако введение этих приспособлений усложняет конструкцию электродвигателя и несколько снижает надежность его работы, поэтому обычно применяют конструкции, в которых щетки постоянно соприкасаются с контактными кольцами. Основные конструктивные элементы двигателя с фазным ротором приведены на рис. 4.6.

Области применения двигателей различных типов. По конструкции двигатели с короткозамкнутым ротором проще двигателей с фазным ротором и более надежны в эксплуатации (у них отсутствуют кольца и щетки, требующие систематического наблюдения, периодической замены и пр.). Основные недостатки этих двигателей – сравнительно небольшой пусковой момент и значительный пусковой ток. Поэтому их применяют в тех электрических приводах, где не требуются большие пусковые моменты (электроприводы металлообрабатывающих станков, вентиляторов и пр.). Асинхронные двигатели малой мощности и микродвигатели также выполняют с короткозамкнутым ротором.

Как показано ниже, в двигателях с фазным ротором имеется возможность с помощью пускового реостата увеличивать пусковой момент до максимального значения и уменьшать пусковой ток. Следовательно, такие двигатели можно применять для привода машин и механизмов, которые пускают в ход при большой нагрузке (электроприводы грузоподъемных машин и пр.).

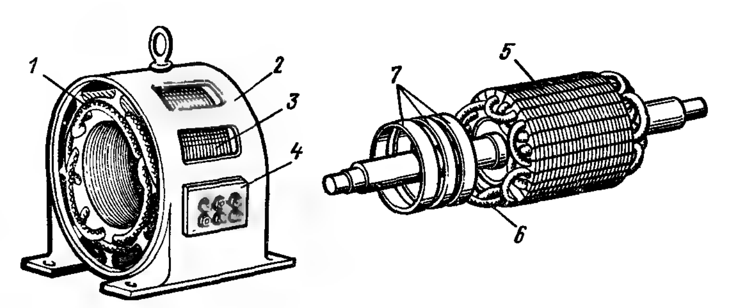


Рис. 4.6. Статор и ротор асинхронного двигателя с фазным ротором:

1 – обмотка статора; *2* – корпус; *3* – сердечник статора; *4* – коробка с выводами; *5* – сердечник ротора; *6* – обмотка ротора; *7* – контактные кольца

§ 4.3. РАБОТА АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ ПРИ ЗАТОРМОЖЕННОМ РОТОРЕ

Холостой ход. Режимы работы асинхронной машины при заторможенном роторе наиболее просты для исследования, так как при этом обмотки статора и ротора пересекаются магнитным потоком с одной и той же скоростью, т. е. частоты ЭДС статора f_1 и ротора f_2 равны. Если считать, что вращающееся магнитное поле близко к круговому и, кроме того, высшие гармонические ЭДС подавляются из-за распределения обмоток в нескольких пазах и укорочения шага, то при анализе можно учитывать только первые гармонические ЭДС статора и ротора соответственно

$$\boxed{E_1 = 4{,}44 f_1 w_1 k_{об1} \Phi_m;} \tag{4.2}$$

$$\boxed{E_2 = 4{,}44 f_1 w_2 k_{об2} \Phi_m.} \tag{4.3}$$

Отношение

$$E_1/E_2 = w_1 k_{об1}/(w_2 k_{об2}) = k_E \tag{4.4}$$

называют коэффициентом трансформации ЭДС. Для основных гармонических обмоточные коэффициенты обычно равны 0,96–0,90 и поэтому в первом приближении можно считать

$$k_E = w_1/w_2 \tag{4.5}$$

аналогично тому, как это наблюдается в трансформаторе.

Если обмотка ротора разомкнута, то по ней ток не проходит, а следовательно, она не влияет на электромагнитные процессы в статоре. Этот режим называют режимом холостого хода.

При холостом ходе для каждой фазы обмотки статора можно составить уравнение, полностью тождественное уравнению для первичной обмотки трансформатора при холостом ходе:

$$\boxed{\dot U_1 + \dot E_1 + \dot E_{\sigma 1} = \dot I_0 R_1,} \tag{4.6}$$

где E_1 – ЭДС, индуцируемая вращающимся магнитным потоком Ф, охватывающим обмотки ротора и статора; $E_{\sigma 1} = 4{,}44 f_1 k_{об1} w_1 \Phi_{\sigma 1 m}$ – ЭДС, вызываемая потоком рассеяния обмотки статора; $I_0 R_1$ – падение напряжения в обмотке статора, называемое током холостого хода.

В соответствии с (4.6) можно построить векторную диаграмму асинхронной машины при холостом ходе (рис. 4.7, *а*). При этом вектор $\dot E_{\sigma 1}$ заменяют противоположно направленным ему вектором $j\dot I_0 X_1$ индуктивного падения напряжения в обмотке

статора. В принципе указанная диаграмма аналогична векторной диаграмме трансформатора при холостом ходе, так как в этих машинах при заторможенном роторе протекают одинаковые электромагнитные процессы (обмотка статора аналогична первичной обмотке трансформатора, а обмотка ротора – вторичной обмотке). Однако ток холостого хода I_0 в асинхронном двигателе из-за наличия воздушного зазора между ротором и статором значительно больше, чем в трансформаторе (20–40% от номинального тока по сравнению с 0,5–3% у трансформатора), вследствие чего здесь нельзя пренебрегать падениями напряжения $\dot{I}_0 R_1$ и $j\dot{I}_0 X_1$ и пользоваться приближенным уравнением $\dot{U}_1 + \dot{E}_1 = 0$, как это делают в некоторых случаях при построении векторной диаграммы трансформатора.

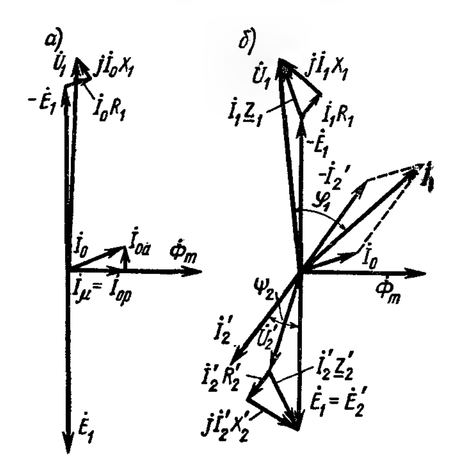


Рис. 4.7. Векторные диаграммы асинхронной машины при заторможенном роторе

Относительно большой ток холостого хода в асинхронных машинах является одним из главных недостатков, так как вызывает увеличение потерь в обмотке статора (особенно в небольших машинах) и уменьшение коэффициента мощности машины. Для снижения тока холостого хода заводы-изготовители стремятся выполнять в асинхронных машинах минимально возможные с точки зрения конструкции и технологии зазоры. Так, например, у двигателей мощностью 5 кВт и менее зазоры между статором и ротором равны 0,1–0,3 мм.

При построении векторных диаграмм асинхронной машины принимают, что потоки рассеяния $\Phi_{\sigma1}$ и $\Phi_{\sigma2}$, создаваемые обмотками статора и ротора, совпадают по фазе с токами, проходящими по соответствующим обмоткам, и пропорциональны этим токам аналогично тому, как это принято в теории трансформатора. Это допущение является вполне обоснованным, так как указанные магнитные потоки замыкаются главным образом по воздуху (поперек соответствующих пазов, через коронки зубцов и вокруг лобовых соединений). Поэтому в асинхронной машине, так же как и в трансформаторе,

можно считать, что при режимах, близких к номинальному, индуктивные сопротивления $X_1 = E_{\sigma 1}/I_1$ и $X_2 = E_{\sigma 2}/I_2$ не зависят от тока в соответствующих обмотках.

Работа машины под нагрузкой. Асинхронную машину с заторможенным ротором можно использовать в качестве трансформатора, если в цепь обмотки ротора (вторичной обмотки) включить сопротивление нагрузки $Z_н$.

Векторная диаграмма асинхронной машины с заторможенным ротором (рис. 4.7,*б*) аналогична диаграмме трансформатора и определяется формально теми же основными уравнениями:

$$\boxed{\begin{aligned} &\dot{U}_1 + \dot{E}_1 = \dot{I}_1 R_1 + j\dot{I}_1 X_1; \\ &\dot{U}'_2 = \dot{E}'_2 - \dot{I}'_2 R'_2 - j\dot{I}'_2 X'_2; \\ &\dot{I}_1 = \dot{I}_0 + (-\dot{I}'_2). \end{aligned}} \tag{4.7}$$

Однако наличие в асинхронной машине вращающегося потока обусловливает некоторые специфические особенности при взаимодействии токов в первичной и вторичной обмотках. Поскольку фазы обмотки ротора сдвинуты в пространстве, а токи в них имеют временной сдвиг, они создают бегущую волну МДС ротора F_2, частота вращения которой

$$n_{F_2} = 60 f_2 / p_2, \tag{4.8}$$

где f_2 и p_2 – частота тока и число пар полюсов ротора.

Так как при неподвижном роторе ЭДС в обмотках статора и ротора имеют одинаковую частоту, т. е. $f_2 = f_1$, то

$$n_{F_2} = 60 f_1 / p_2.$$

Асинхронная машина может работать только при равенстве частот вращения бегущих волн МДС статора F_1 и ротора F_2. Следовательно, статор и ротор должны иметь одинаковое число полюсов, т. е. $p_1 = p_2 = p$. При этом условии бегущие волны МДС ротора и статора неподвижны одна относительно другой и взаимодействуют между собой, обеспечивая передачу мощности из статора в ротор так же, как и в трансформаторе. В результате ток ротора I_2 создает компенсирующую его составляющую тока статора I'_2 и результирующий магнитный поток остается примерно таким же, как и при режиме холостого хода. Таким образом, для асинхронной машины, как и для трансформатора, справедливо условие $\Phi \approx \text{const}$, т. е. магнитный поток при изменении режима работы изменяется мало. *Требование равенства частот вращения бегущих волн МДС ротора и статора жестко определяет лишь равенство числа полюсов.* Число фаз обмоток статора и ротора может быть любым.

Если выбор числа фаз m_1 обмотки статора определен питанием ее от трехфазной (в двигателях общепромышленного применения) или двухфазной (в микродвигателях) сети переменного тока, то число фаз m_2 обмотки ротора выбирают при проектировании машины, исходя из удобств конструкции и технологии изготовления ротора, т. е. можно выполнить ее многофазной в виде беличьей клетки, у которой m_2 равно числу стержней z_2 клетки. В такой обмотке отдельные «фазы» сдвинуты одна относительно другой на угол $\alpha = 2\pi/Z_2$, а число пар полюсов p_2 всегда равно числу пар полюсов p_1 вращающегося магнитного поля.

Схема замещения (рис. 4.8). Эта схема аналогична схеме замещения трансформатора, но ее параметры определяются другими коэффициентами приведения. Полагая $E'_2 = E_1 = k_E E_2$, из условия равенства мощностей реального и приведенного роторов $m_2 E_2 I_2 = m_1 E'_2 I_2$ находим

$$I'_2 = (m_2/m_1)\cdot(E_2/E'_2)\cdot I_2 = m_2 w_2 k_{об2} I_2/(m_1 w_1 k_{об1}) = I_2/k_i. \quad (4.9)$$

Величину $k_i = m_1 w_1 k_{об1}/(m_2 w_2 k_{об2})$ называют *коэффициентом приведения (трансформации) токов.*

Из равенства электрических потерь $m_2 I_2^2 R_2 = m_1 I_2'^2 R'_2$ получаем

$$R'_2 = (m_2/m_1)(I_2/I'_2)^2 R_2 = k_i k_E R_2. \quad (4.10)$$

Из равенства относительных индуктивных падений напря-[redacted]ний $I_2 X_2/E_2 = I'_2 X'_2/E'_2$ находим

$$X'_2 = (E'_2/E_2)(I_2/I'_2) X_2 = k_i k_E X_2. \quad (4.10а)$$

Величину $k_E k_i$ называют *коэффициентом приведения сопротивлений*. При определении коэффициентов k_E и k_i для короткозамкнутой обмотки типа беличья клетка принимают $w_2 = 0{,}5$; $m_2 = z_2$ и $k_{об2} = 1$.

Таким образом, *теория работы асинхронной машины с заторможенным ротором в основном подобна теории работы трансформатора.* Однако использование асинхронной машины

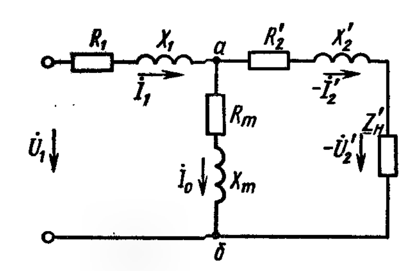


Рис. 4.8. Схема замещения асинхронной машины при заторможенном роторе

в качестве трансформатора обычно нецелесообразно, так как она значительно дороже трансформатора и имеет худшие эксплуатационные характеристики (больший ток холостого хода, меньший КПД и пр.). Только в некоторых специальных устройствах асинхронную машину используют в режиме работы трансформатора, т. е. при заторможенном роторе.

Области применения асинхронной машины с заторможенным ротором. Рассмотренный режим работы используют в фазорегуляторах и индукционных регуляторах.

Фазорегулятор. Если ротор трехфазной асинхронной машины установлен в положении (рис. 4.9, *а*), при котором оси одноименных фаз ротора и статора совпадают, то вращающийся магнитный поток пересекает обмотки статора и ротора одновременно. Следовательно, ЭДС E_1 и E_2 имеют одинаковую фазу. Если повернуть ротор навстречу магнитному потоку на угол α (рис. 4.9, *б*), то магнитный поток будет сначала набегать на фазу *ах* ротора, а потом на фазу *А-Х* статора. Вследствие этого ЭДС E_2 будет опережать E_1 по фазе на угол α. Поворачивая ротор в одну или другую сторону, можно получить требуемую фазу ЭДС:

$$e_2 = E_{2m} \sin(\omega t \pm \alpha).$$

Асинхронные фазорегуляторы (рис. 4.9, *в*) используют главным образом в схемах автоматики для компенсации фазовой погрешности, в управляемых выпрямителях, устройствах для испытаний электроизмерительных приборов и пр. Про-

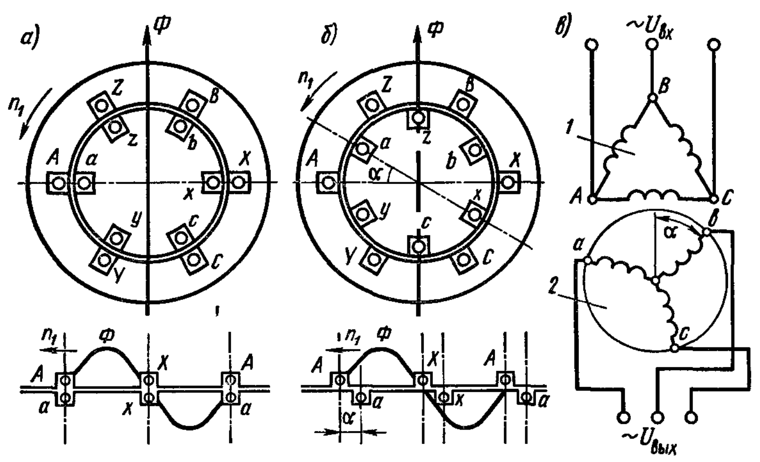


Рис. 4.9. Схематический разрез (*а*, *б*) и схема (*в*) фазорегулятора: *1* – обмотка статора; *2* – обмотка ротора

мышленность выпускает миниатюрные фазорегуляторы с одной обмоткой на роторе. Поворот ротора осуществляют с помощью червячного редуктора с самоторможением.

Индукционный регулятор. Этот регулятор выполняют в виде трехфазного поворотного автотрансформатора. Его применяют для регулирования трехфазного переменного напряжения, подаваемого на какие-либо устройства.

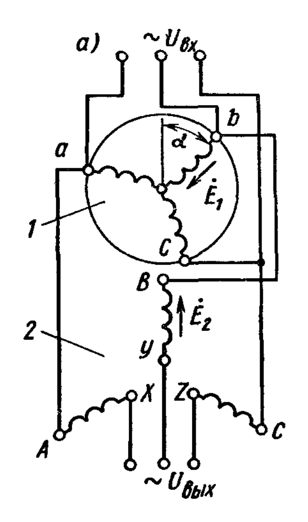
В качестве первичной обмотки регулятора обычно используют обмотку ротора *1* (рис. 4.10, *а*), вторичной служит обмотка статора *2*. Входное напряжение $U_{вх}$ подводят к началам *a*, *b* и *c* первичной, а также к началам *A*, *B* и *C* вторичной обмоток; выходное напряжение $U_{вых}$ снимают с концов *X*, *Y* и *Z* вторичной обмотки.

При подключении индукционного регулятора к сети трехфазного тока в каждой фазе его обмотки ротора и статора индуцируются ЭДС E_1 и E_2. При холостом ходе для каждой фазы этой машины

$$\dot{U}_{вых} = \dot{E}_1 + \dot{E}_2 \approx \dot{U}_{вх} + \dot{E}_2.$$

Из уравнения (4.11) следует, что векторы $\dot{U}_{вх}$ и $\dot{E}_2$ складываются геометрически и поэтому действующее значение выходного напряжения $U_{вых}$ зависит от угла сдвига фаз α между векторами $\dot{U}_{вх}$ и $\dot{E}_2$. Этот угол можно изменять, поворачивая ротор, и получать таким образом различные величины выходного напряжения $U_{вых}$ (рис. 4.10, *б*).

Достоинством индукционного регулятора является возможность плавного изменения выходного напряжения под нагруз-



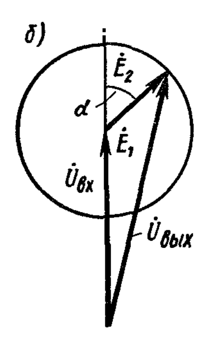


Рис. 4.10. Схема и векторная диаграмма напряжений трехфазного индукционного регулятора

кой без разрыва цепи тока. При этом ток ротора, взаимодействуя с магнитным полем, создает электромагнитный момент, стремящийся повернуть ротор, поэтому необходимо принять меры для торможения ротора. В индукционных регуляторах малой мощности с червячной передачей от штурвала происходит самоторможение ротора из-за наличия этой передачи.

В рассмотренном индукционном регуляторе одновременно с изменением величины выходного напряжения изменяется и его фаза. В случае, если такое изменение нежелательно, применяют сдвоенный регулятор, у которого оба ротора расположены на общем валу. Обмотки ротора обоих регуляторов соединены между собой параллельно, а обмотки статора – последовательно (рис. 4.11, *а*), причем фазы этих обмоток подключены к сети с входным напряжением $U_{вх}$ так, чтобы направление вращения магнитного поля в обоих регуляторах было противоположным. При этом суммарный вращающий момент на валу сдвоенного регулятора равен нулю и он не требует специального тормозного устройства. При повороте сдвоенного ротора в каком-либо направлении ротор одного из регуляторов поворачивается по направлению вращения поля, а ротор другого – в обратном направлении. Поэтому векторы вторичных ЭДС E_{21} и E_{22} поворачиваются в противоположных направлениях и при холостом ходе:

$$\dot{U}_{вых} = \dot{U}_{вх} + \dot{E}_{21} + \dot{E}_{22}. \qquad (4.11а)$$

При этом фаза напряжения $U_{вых}$, как видно из векторной диаграммы (рис. 4.11, *б*), остается неизменной. Индукционные регуляторы выполняют мощностью до 500 кВт.

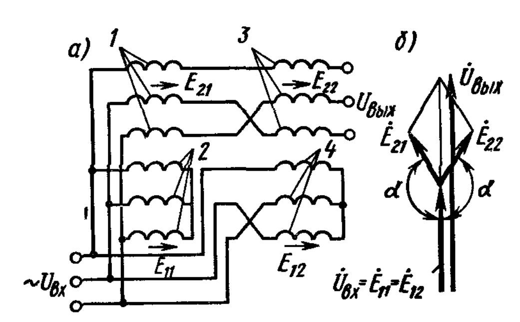


Рис. 4.11. Схема и векторная диаграмма напряжений сдвоенного трехфазного индукционного регулятора:

1, 3 – обмотки статора; *2, 4* – обмотки ротора

§ 4.4. РАБОТА АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ ПРИ ВРАЩАЮЩЕМСЯ РОТОРЕ

ЭДС и ток в обмотке ротора. Рассмотрим общий случай индуцирования ЭДС в обмотке ротора, увлекаемого вращающимся магнитным полем. Так как эта обмотка пересекается магнитным потоком с частотой $n_s = n_1 - n_2$, частота индуцируемой в ней ЭДС

$$f_2 = pn_s/60 = p(n_1 - n_2)/60. \qquad (4.12)$$

Учитывая, что $pn_1/60 = f_1$ и $(n_1 - n_2)/n_1 = s$, представим (4.12) в ином виде:

$$\boxed{f_2 = f_1 s.} \qquad (4.12а)$$

При вращении ротора ЭДС в его обмотке

$$E_{2s} = 4{,}44 f_2 w_2 k_{об2} \Phi_m = 4{,}44 f_1 s w_2 k_{об2} \Phi_m. \qquad (4.13)$$

Учитывая, что ЭДС при заторможенном роторе $E_2 = 4{,}44 f_1 w_2 k_{об2} \Phi_m$, получаем

$$\boxed{E_{2s} = E_2 s.} \qquad (4.13а)$$

Если обмотка ротора замкнута, по ней проходит ток с частотой f_2, который создает бегущую волну МДС F_2, вращающуюся относительно ротора с частотой

$$n_{F2} = 60 f_2/p = 60 f_1 s/p = n_1 s = n_1 - n_2.$$

Направление вращения МДС ротора определяется порядком чередования максимумов тока в фазах, т. е. МДС ротора вращается в ту же сторону, что и магнитное поле статора (см. § 3.4). Легко заметить, что частота вращения МДС ротора относительно статора равна сумме частот $n_2 + n_{F2} = n_1$.

Следовательно, *при вращении ротора МДС статора F_1 и МДС ротора F_2 вращаются в пространстве с одинаковой частотой,* т. е. относительно друг друга они неподвижны. Таким образом, полученные выше для заторможенного ротора выводы о взаимодействии токов в первичной и вторичной обмотках применимы и для вращающегося ротора.

Из изложенного следует, что в *асинхронной машине магнитное поле, вращающееся с частотой n_1, возникает в результате совместного действия бегущих волн МДС ротора и статора. Оно служит связующим звеном между статором и ротором, обеспечивая обмен энергией между ними,* точно так же, как переменное магнитное поле в трансформаторе осуществляет передачу энергии из первичной обмотки во вторичную.

Энергетическая диаграмма. При работе асинхронной машины в двигательном режиме (рис. 4.12) к статору из сети подводится мощность

$$P_1 = m_1 U_1 I_1 \cos \varphi_1. \qquad (4.14)$$

Часть этой мощности затрачивается на покрытие электрических потерь $\Delta P_{эл1}$ в активном сопротивлении обмотки статора и магнитных потерь $\Delta P_{м1}$ в статоре. В ротор посредством вращающегося магнитного поля передается электромагнитная мощность

$$P_{эм} = P_1 - \Delta P_{эл1} - \Delta P_{м1}. \qquad (4.15)$$

Часть электромагнитной мощности, полученной ротором, тратится на покрытие электрических потерь $\Delta P_{эл2}$ в его обмотке. В машинах с фазным ротором возникают также потери в щеточных контактах на кольцах, которые обычно включают в потери $\Delta P_{эл2}$. Оставшаяся часть мощности $P_{эм}$ превращается в механическую мощность

$$P_{мех} = P_{эм} - \Delta P_{эл2}. \qquad (4.16)$$

Магнитные потери $\Delta P_{м2}$ в стали ротора из-за малой частоты перемагничивания практически отсутствуют. Механическая мощность, за исключением небольших потерь на трение, является выходной полезной мощностью двигателя:

$$P_2 = P_{мех} - \Delta P_{т} - \Delta P_{доб}, \qquad (4.17)$$

где $\Delta P_{т}$ и $\Delta P_{доб}$ – соответственно потери на трение (механические) и добавочные потери.

Выразим электромагнитную и механическую мощности через электромагнитный вращающий момент М:

$$P_{эм} = M\omega_1;$$

$$P_{мех} = M\omega_2, \qquad (4.18)$$

где $\omega_1 = 2\pi n_1/60$ и $\omega_2 = 2\pi n_2/60$ – угловые скорости магнитного поля и ротора.

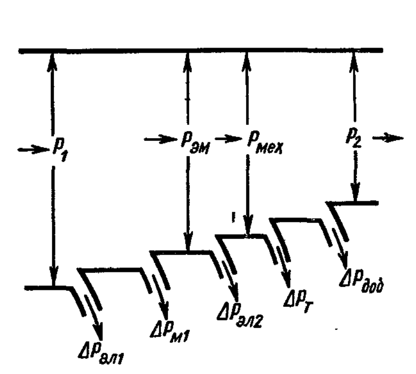


Рис. 4.12. Энергетическая диаграмма асинхронной машины

Из энергетической диаграммы (рис. 4.12) следует, что

$$\Delta P_{эл2} = P_{эм} - P_{мех} \qquad (4.19)$$

или

$$\Delta P_{эл2} = M\omega_1 - M\omega_2 = M\omega_1(\omega_1 - \omega_2)/\omega_1 = M\omega_1 s. \qquad (4.20)$$

Из формулы (4.20) имеем

$$M = \Delta P_{эл2}/(\omega_1 s); \qquad (4.21)$$

$$s = \Delta P_{эл2}/(M\omega_1) = \Delta P_{эл2}/P_{эм}. \qquad (4.22)$$

Формулы (4.21) и (4.22) позволяют произвести анализ важнейших свойств асинхронного двигателя, а именно — установить связь между скольжением и КПД, а также зависимость электромагнитного момента от параметров машины и режима ее работы.

Связь между скольжением и КПД. Представим КПД асинхронного двигателя в виде

$$\eta = P_2/P_1 = (P_{эм}/P_1)(P_2/P_{эм}) = \eta_1\eta_2, \qquad (4.23)$$

где η_1 и η_2 — КПД статора и ротора.

Поскольку

$$\eta_2 = P_2/P_{эм} = (P_{эм} - \Delta P_{эл2} - \Delta P_т - \Delta P_{доб})/P_{эм}, \qquad (4.24)$$

справедливо неравенство

$$\eta_2 < (P_{эм} - \Delta P_{эл2})/P_{эм} < (1 - \Delta P_{эл2}/P_{эм}) < (1 - s). \qquad (4.25)$$

Следовательно, $\eta < \eta_2 < (1 - s)$.

Таким образом, *для работы асинхронного двигателя в номинальном режиме с высоким КПД необходимо, чтобы в этом режиме он имел небольшое скольжение.* Обычно $s_{ном} = 0{,}01 \div 0{,}06$, при этом обмотку ротора выполняют с небольшим активным сопротивлением.

Номинальную частоту вращения ротора

$$n_{2ном} = n_1(1 - s_{ном}) \qquad (4.26)$$

можно принять равной приблизительно $0{,}97n_1$.

Значения частоты вращения n_1 и приближенные значения n_2 для асинхронных двигателей общепромышленного применения при $f_1 = 50$ Гц в зависимости от числа полюсов $2p$ приведены ниже:

Число полюсов	2	4	6	8
n_1, об/мин	3000	1500	1000	750
n_2, об/мин	2910	1450	970	730

Незначительное отклонение частоты вращения ротора от синхронной частоты вращения магнитного поля позволяет в технических документах указывать не величину $n_{2ном}$, а величину n_1 или число полюсов.

Электромагнитный момент. Формулу (4.21), полученную из энергетической диаграммы, преобразуем к более удобному для анализа виду, подставив в нее значения

$$\omega_1 = 2\pi n_1/60 = 2\pi f_1/p; \qquad (4.27)$$

$$\Delta P_{эл2} = m_2 I_2 E_{2s} \cos\psi_2, \qquad (4.28)$$

где ψ_2 – угол сдвига фаз между ЭДС и током ротора.

При этом с учетом (4.13) получаем

$$M = (pm_2 k_{об2}/\sqrt{2})\Phi_m I_2 \cos\psi_2 = c_M \Phi_m I_2 \cos\psi_2, \qquad (4.29)$$

где $c_M = pm_2 k_{об2}/\sqrt{2}$ – постоянная.

Формула (4.29) справедлива не только для асинхронных машин, но и для электрических машин всех типов. Во всех этих машинах *электромагнитный момент пропорционален произведению магнитного потока на активную составляющую тока ротора.*

Поясним физический смысл этой формулы на примере асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором. На рис. 4.13 изображена развертка ротора, где кружками показаны поперечные сечения стержней. Вращающийся магнитный поток (кривая индукции в воздушном зазоре B_δ), пересекая проводники обмотки ротора, индуцирует в них переменную синусоидальную ЭДС, мгновенное значение которой $e = B_\delta lv$. Следовательно, кривая распределения индукции B_δ вдоль окружности ротора представляет собой кривую распределения мгновенных значений ЭДС в стержнях, выраженную в другом масштабе. Направление этих ЭДС, определенное по правилу правой руки, показано крестиками и точками ниже сечений стержней. Мгновенное значение тока i в стержнях также изображается синусоидой (кривая i), сдвинутой относительно кривой ЭДС на угол ψ_2. Направление тока в них отмечено крестиками и точками, проставленными внутри стержней.

Ток ротора, взаимодействуя с магнитным потоком, вызывает появление электромагнитных сил. При этом на каждый проводник действует усилие $f = B_\delta li$. Распределение усилий по стержням представлено кривой f. Таким образом, к проводникам, лежащим на дуге $\pi - \psi_2$, приложены силы, увлекаю-

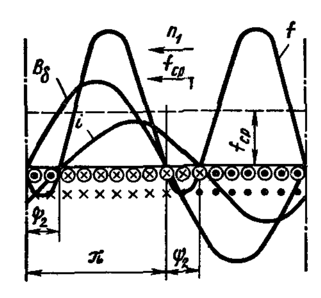


Рис. 4.13. Кривые распределения индукции, тока и электромагнитных сил, действующих на проводники асинхронной машины

щие ротор за вращающимся магнитным потоком, а на дуге ψ_2 – тормозящие силы. Поэтому при неизменной силе тока I_2 результирующее усилие $F_{рез}$, а следовательно, и вращающий момент M тем меньше, чем больше угол ψ_2. В пределе при $\psi_2 = \pi/2$ момент $M = 0$, так как на половину проводников действует усилие, направленное в одну сторону, а на другую половину – такое же усилие, направленное в противоположную сторону.

Формула (4.29) позволяет установить связь между значением момента и физическими явлениями, происходящими в двигателе. Ею удобно пользоваться при качественном анализе поведения двигателя в различных режимах. Недостаток формулы (4.29) заключается в том, что входящие в нее величины (Φ_m, I_2 и $\cos\psi_2$) не связаны непосредственно с напряжением сети и режимом работы машины, а их экспериментальное определение довольно сложно. Поэтому ниже выведена другая формула для электромагнитного вращающего момента, позволяющая более просто определять его значение и влияние на него различных параметров машины в эксплуатационных режимах.

§ 4.5. СХЕМА ЗАМЕЩЕНИЯ

Схема замещения позволяет определить токи, потери мощности и падения напряжения в асинхронной машине. При этом нужно учитывать, что в обмотке вращающегося ротора проходит ток, действующее значение и частота которого зависят от частоты вращения. Из электрической схемы замещения ротора при его вращении (рис. 4.14, *а*) следует, что ток ротора

$$I_2 = E_{2s}/Z_2 = E_{2s}/\sqrt{R_2^2 + X_{2s}^2}. \qquad (4.30)$$

При вращении ротора [см. (4.13а) и (4.12а)] ЭДС E_{2s} в обмотке ротора и ее частота пропорциональны скольжению s. Следовательно, и индуктивное сопротивление обмотки ротора зависит от скольжения:

$$X_{2s} = 2\pi f_2 L_2 = 2\pi f_1 L_2 s = X_2 s, \qquad (4.31)$$

где X_2 – индуктивное сопротивление обмотки заторможенного ротора.

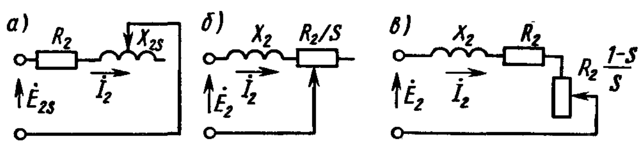


Рис. 4.14. Схемы замещения ротора асинхронной машины

Подставляя значения E_{2s} и X_{2s} в (4.30), получаем

$$I_2 = sE_2/\sqrt{R_2^2 + (sX_2)^2}. \quad (4.32а)$$

В числителе и знаменателе (4.32а) есть переменная величина s, поэтому преобразуем его к виду

$$\boxed{I_2 = E_2/\sqrt{(R_2/s)^2 + X_2^2}.} \quad (4.32б)$$

Уравнению (4.32б) соответствует электрическая схема замещения, показанная на рис. 4.14,*б*. Здесь ЭДС E_2 и индуктивное сопротивление X_2 неизменны, а активное сопротивление R_2/s изменяется в зависимости от скольжения.

Схемы, представленные на рис. 4.14,*а* и *б*, с энергетической точки зрения не эквивалентны. Так, в схеме, приведенной на рис. 4.14,*а*, электрическая мощность ротора $P_р$ равна электрическим потерям

$$P_р = \Delta P_{эл2} = m_2 I_2^2 R_2, \quad (4.33а)$$

а мощность, потребляемая в схеме, приведенной на рис. 4.14,*б*,

$$P'_р = m_2 I_2^2 R_2/s. \quad (4.33б)$$

Отношение этих мощностей

$$P_р/P'_р = \Delta P_{эл2}/P'_р = m_2 I_2^2 R_2/(m_2 I_2^2 R_2/s) = s.$$

Однако, поскольку $s = \Delta P_{эл2}/P_{эм}$, получим, что $P'_р = P_{эм}$. Следовательно, электрическая мощность $P'_р$ в схеме, представленной на рис. 4.14,*б*, равна всей электромагнитной мощности, подводимой от статора к ротору.

По известным величинам $\Delta P_{эл2}$ и $P_{эм}$ можно определить и механическую мощность ротора:

$$P_{мех} = P_{эм} - \Delta P_{эл2} = m_2 I_2^2 R_2/s - m_2 I_2^2 R_2 = m_2 I_2^2 R_2 (1 - s)/s. \quad (4.34)$$

Полученный результат наглядно представлен электрической схемой (рис. 4.14,*в*), в которой активное сопротивление обмотки ротора состоит из двух частей: R_2 и $R_2(1 - s)/s$. Первое сопротивление не зависит от режима работы, и потери в нем равны электрическим потерям реального ротора. Второе сопротивление зависит от скольжения, и мощность, выделяющаяся в нем, численно равна механической мощности двигателя. Таким образом, рассматриваемая схема замещения позволяет заменить реальный вращающийся ротор неподвижным, в цепь обмотки которого включено активное сопротивление, зависящее от частоты вращения ротора.

Полная схема замещения асинхронной машины при вращающемся роторе отличается от схемы замещения асинхронной

машины с заторможенным ротором только наличием в цепи ротора активного сопротивления, зависящего от нагрузки (рис. 4.15, *а*). Эту схему замещения называют Т-образной. Следовательно, и в этом случае удается свести теорию асинхронной машины к теории трансформатора. Векторная диаграмма для Т-образной схемы замещения приведена на рис. 4.15, *б*.

Сопротивления R_m и X_m намагничивающего контура значительно меньше соответствующих значений для схемы замещения трансформатора, так как ток холостого хода асинхронного двигателя гораздо больше, чем у трансформатора. Если при рассмотрении работы трансформатора часто можно пренебречь намагничивающим контуром, то при рассмотрении работы асинхронного двигателя этого сделать нельзя, так как ошибка может получиться значительной.

Можно упростить вычисления, преобразовав Т-образную схему замещения в Г-образную, как это показано на рис. 4.16, *а*. Подобные преобразования изучаются в курсе ТОЭ, поэтому математические выкладки здесь не приводятся.

Для Г-образной схемы замещения (рис. 4.16, *а*) имеем

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_0'' + (-\dot{I}_2''); \quad \dot{I}_2'' = \dot{I}_2'/\dot{C}_1,$$

где $\dot{I}_2'$ и $\dot{I}_2''$ – токи рабочих контуров для Т-образной и Г-образной схем замещения.

Появившийся в этой схеме замещения комплекс $\dot{C}_1 =$

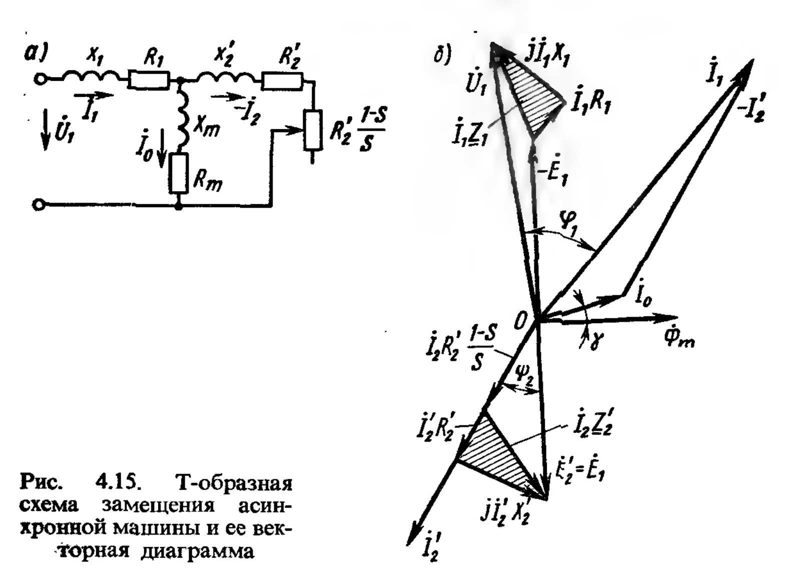


Рис. 4.15. Т-образная схема замещения асинхронной машины и ее векторная диаграмма

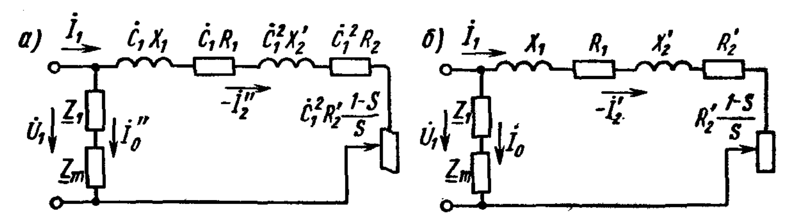


Рис. 4.16. Схемы замещения асинхронной машины

$= 1 + (R_1 + jX_1)/(R_m + jX_m)$ практически всегда можно заменить модулем C_1, который для асинхронных двигателей мощностью 10 кВт и выше равен 1,02—1,05. *При анализе электромагнитных процессов в машинах общего применения часто полагают* $C_1 \approx 1$, что существенно облегчает расчеты и мало влияет на точность полученных результатов. Г-образную схему замещения при $C_1 = 1$ называют *упрощенной схемой замещения с вынесенным намагничивающим контуром* (рис. 4.16, *б*). В этой схеме ток I_0'' без большой погрешности можно приравнять току I_0.

§ 4.6. КРУГОВАЯ ДИАГРАММА

Обоснование круговой диаграммы. Наглядное представление о количественных и качественных соотношениях токов, мощностей и напряжений в отдельных элементах асинхронной машины дает круговая диаграмма. Она является векторной диаграммой схемы замещения асинхронной машины с некоторыми дополнительными построениями. *Круговая диаграмма позволяет определить графически все величины, необходимые для построения рабочих и пусковых характеристик двигателя.*

В основу построения этой диаграммы положена упрощенная схема замещения с вынесенным намагничивающим контуром (рис. 4.16, *б*), для которой ток в обмотке статора $\dot{I}_1 = \dot{I}_0 + (-\dot{I}_2')$.

В данной схеме ток намагничивающего контура неизменен:

$$\dot{I}_0 = \dot{U}_1/(\underline{Z}_m + \underline{Z}_1) \approx \text{const}, \tag{4.35}$$

и его вектор $\dot{I}_0$ отстает от вектора напряжения $\dot{U}_1$ на угол φ_0 (рис. 4.17, *а*), причем

$$\operatorname{tg}\varphi_0 = (X_m + X_1)/(R_m + R_1). \tag{4.36}$$

Поскольку $X_m + X_1 > R_m + R_1$, угол φ_0 близок к $\pi/2$.

Ток $\dot{I}_2'$ замыкается по контуру, называемому рабочим (см. рис. 4.16, *б*). В этом контуре индуктивные сопротивления

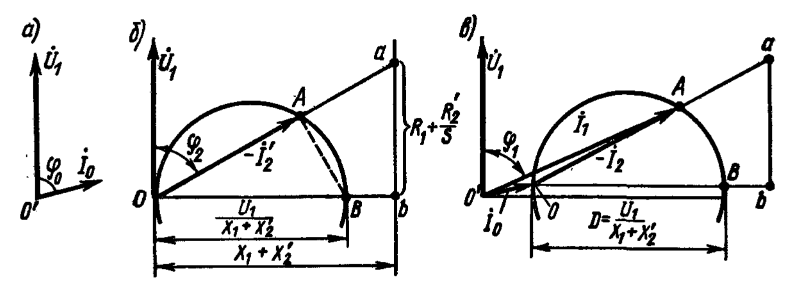


Рис. 4.17. Упрощенные векторные диаграммы асинхронной машины

X_1 и X_2 неизменны, а переменное активное сопротивление равно $(R_1 + R_2'/s)$, поэтому ток рабочего контура изменяется при изменении скольжения. Ток $-\dot{I}_2'$ принимает максимальное значение при некотором скольжении, соответствующем сопротивлению рабочего контура $R_1 + R_2'/s = 0$. При этом ток $-\dot{I}_2'$ реактивный и его значение

$$I'_{2\,\max} = U_1/(X_1 + X_2'). \tag{4.37}$$

Можно доказать, что при изменении активного сопротивления рабочего контура конец вектора тока $-\dot{I}_2'$ перемещается по окружности OAB, диаметр которой OB (рис. 4.17,*б*) в масштабе тока m_i соответствует максимальному значению тока $I'_{2\,\max}$. Отложим на оси абсцисс отрезок $\overline{Ob}$, равный в масштабе сопротивлений m_z реактивному сопротивлению рабочего контура $(X_1 + X_2')$, а из точки b перпендикулярно оси абсцисс отрезок ba, равный в том же масштабе активному сопротивлению $(R_1 + R_2'/s)$ этого контура при заданном скольжении. Отрезок $\overline{Oa} = \sqrt{\overline{Ob}^2 + \overline{ba}^2}$ в масштабе сопротивлений представляет собой полное сопротивление рабочего контура при заданном скольжении:

$$Z_{\text{р.к}} = \sqrt{(X_1 + X_2')^2 + (R_1 + R_2'/s)^2}. \tag{4.38}$$

Из подобия прямоугольных треугольников Oba и OBA можно найти, что $\overline{Ob}/\overline{Oa} = \overline{OA}/\overline{OB}$, откуда

$$\overline{OA} = \frac{\overline{OB}\cdot\overline{Ob}}{\overline{Oa}} = \frac{I'_{2\,\max}(X_1 + X_2')}{m_i Z_{\text{р.к}}} = \frac{U_1}{m_i Z_{\text{р.к}}} = \frac{I_2'}{m_i}. \tag{4.39}$$

Тангенс угла между осью ординат и отрезком OA

$$\operatorname{tg}\varphi_2 = \overline{Ob}/\overline{ab} = (X_1 + X_2'/R_1 + R_2'/s). \tag{4.40}$$

Таким образом, отрезок $\overline{OA}$ и по величине, и по направлению соответствует вектору тока $-I_2'$. Построение выполнено

при произвольном значении скольжения s, поэтому можно утверждать, что конец вектора тока $-\dot{I}'_2$ при изменении режима работы перемещается по окружности OAB диаметром $D = U_1/(X_1 + X'_2)$.

Совместив начало вектора тока $-\dot{I}'_2$ с концом вектора I_0, получим векторную диаграмму для упрощенной схемы замещения с вынесенным намагничивающим контуром (см. рис. 4.16, *б*), которую называют круговой диаграммой асинхронной машины (рис. 4.17, *в*). В этой диаграмме ток I_1 в масштабе m_i равен отрезку $O'A$, ток I'_2 – отрезку OA, а годографом векторов этих токов является окружность диаметром OB.

Определение величин, характеризующих работу машины по круговой диаграмме. *Кроме токов по круговой диаграмме* можно определить также мощности, вращающий момент и другие величины, для чего следует сделать ряд дополнительных построений (рис. 4.18).

Мощность P_1, проводимая из сети к обмотке статора, пропорциональна активной составляющей тока статора $I_{1a} = I_1 \cos \varphi_1$, поэтому в масштабе мощностей m_p она изображается отрезком AC, перпендикулярным линии $O'G$, т. е. $P_1 = \overline{AC} \cdot m_p$. В соответствии с изложенным линию $O'G$ называют иногда линией подведенной мощности.

Мощность, поступающая к намагничивающему контуру,

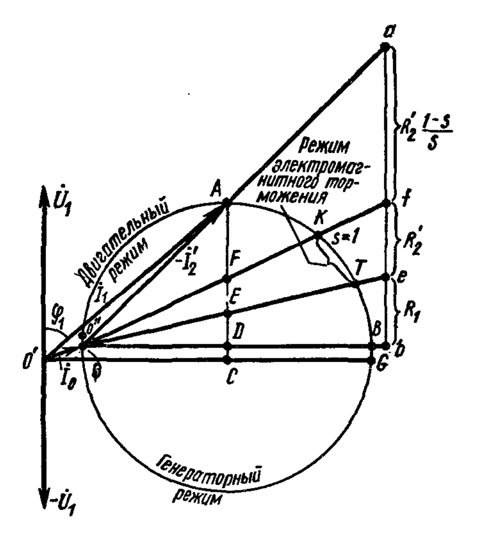


Рис. 4.18. Круговая диаграмма асинхронной машины

равна практически магнитным потерям ΔP_M в стали статора. Она пропорциональна активной составляющей тока холостого хода и поэтому изображается отрезком DC, т. е. $\Delta P_M = \overline{DC}m_р$.

Мощность, поступающая к рабочему контуру $P_{р.к}$, пропорциональна активной составляющей тока I'_2; следовательно, она изображается отрезком AD, т. е. $P_{р.к} = \overline{AD}m_р$. Эту мощность целесообразно разделить на отдельные составляющие, которые можно определить из схемы замещения:

$$P_{р.к} = m_1 I'^2_2 [R_1 + R'_2 + R'_2(1 - s)/s],$$

где $m_1 I'^2_2 R_1$ – электрические потери в обмотке статора; $m_1 I'^2_2 R'_2$ – электрические потери в обмотке ротора; $m_1 I'^2_2 R'_2 (1 - s)/s = P_{мех}$ – механическая мощность ротора.

На круговой диаграмме (рис. 4.18) мощность $P_{р.к.}$ разделяют на составляющие графически. Для этого на продолжении диаметра окружности откладывают отрезок Ob, изображающий в масштабе m_z сопротивление $(X_1 + X'_2)$. Из точки b восставляют перпендикуляр к линии Ob и в том же масштабе откладывают отрезки bc и ef, соответствующие сопротивлениям R_1 и R'_2. Продолжив прямую OA до пересечения с перпендикуляром к линии Ob, получают точку a. Очевидно, что отрезок ab равен сумме активных сопротивлений в цепи рабочего контура. Соединив прямыми точку 0 с точками e и f, получают на отрезке AD соответственно точки E и F, разбивающие отрезок AD в соотношении $\overline{DE} : \overline{EF} : \overline{FA} = R_1 : R'_2 : R'_2(1 - s)/s$. Следовательно, отдельные составляющие мощности $P_{р.к}$ имеют вид

$$\Delta P_{эл1} = m_р\overline{DE};\ \Delta P_{эл2} = m_р\overline{EF};\ P_{мех} = m_р\overline{FA}.$$

Очевидно, что расположение прямых Of и Oe не зависит от режима работы машины, поэтому они являются неотъемлемой частью круговой диаграммы. Обычно на диаграмме линию ab и ее составляющие отрезки не показывают, а ограничиваются тем, что доводят линии Of и Oe до пересечения с окружностью токов, получая точки K и T. Линию OK, до которой измеряется механическая мощность, называют *линией механической мощности*, а линию OT – *линией электромагнитной мощности*, так как отрезок AE характеризует электромагнитную мощность, подводимую к ротору:

$$P_{эм} = P_{мех} + \Delta P_{эл2} = \overline{AE}m_р.$$

Электромагнитный момент двигателя пропорционален электромагнитной мощности $P_{эм} = M_{\omega 1}$, так как угловая частота вращения магнитного поля ω_1 постоянна. Следовательно,

$$M = P_{эм}/\omega_1 = \overline{AE}(m_p/\omega_1) = \overline{AE}m_M, \tag{4.41}$$

т. е. отрезок AE в некотором масштабе моментов m_M представляет собой вращающий момент M, поэтому линию OT называют также *линией моментов.*

Скольжение двигателя численно равно отношению потерь в роторе к электромагнитной мощности:

$$s = \Delta P_{эл2}/P_{эм} = \overline{EF}/\overline{AE}. \tag{4.42}$$

Приведенные на рис. 4.18 построения являются основными, позволяющими анализировать работу асинхронного двигателя по круговой диаграмме. Часто выполняют также дополнительные построения, которые дают возможность определять по круговой диаграмме скольжение и КПД.

Характерные точки круговой диаграммы. Найдем скольжение для некоторых характерных точек круговой диаграммы. В точке O, определяющей режим холостого хода при идеализированных условиях (когда ток ротора равен нулю), скольжение $s = 0$. При реальном холостом ходе машина потребляет из сети некоторую мощность для покрытия механических потерь. При этом скольжение отлично от нуля и точка реального холостого хода O'' располагается на круговой диаграмме несколько выше точки O.

В точке K скольжение можно определить из условия, что результирующее активное сопротивление цепи рабочего контура равно $R_1 + R'_2$:

$$R_{р.к} = R_1 + R'_2 + R'_2(1 - s_к)/s_к = R_1 + R'_2. \tag{4.43}$$

Решая уравнение (4.43), найдем, что $s_к = 1$. Следовательно, точка K соответствует неподвижному ротору, т. е. режиму пуска (начальному моменту пуска) или короткого замыкания. Отрезок $\overline{OK}$ представляет собой ток ротора $I'_{2к}$ в режиме короткого замыкания, а отрезок $O'K$ – ток статора $I_{1к}$ в том же режиме.

В точке T результирующее сопротивление рабочего контура равно R_1:

$$R_{р.к} = R_1 + R'_2 + R'_2(1 - s_т)/s_т = R_1, \tag{4.44}$$

откуда $s_т = \pm\infty$.

Таким образом, режим работы машины, соответствующий точке T, можно представить только теоретически. *Точки O,*

K и T делят окружность токов на три части, соответствующие работе машины в режимах: двигательном (часть OAK), генераторном (часть OBT) и электромагнитного торможения (часть KT). В двигательном режиме, когда $0 < n_2 < n_1$, скольжение изменяется от $s = 1$ до $s = 0$, т. е. конец вектора тока $\dot{I}_1$ перемещается по окружности от точки K до точки O. В генераторном режиме, когда $n_2 > n_1$, конец вектора $\dot{I}_1$ перемещается по окружности ниже прямой $O'G$, т. е. активная составляющая тока является отрицательной – мощность отдается в сеть. В режиме электромагнитного торможения, когда $n_2 < 0$, скольжение изменяется от $s = 1$ до $s = +\infty$, т. е. конец вектора $\dot{I}_1$ перемещается по окружности от точки K до точки T.

Построение круговой диаграммы по экспериментальным данным. Круговую диаграмму можно построить по данным, полученным из опытов холостого хода и короткого замыкания.

Опыт холостого хода проводят при номинальном напряжении $U_{1\,ном}$ и работе двигателя без нагрузки. При этом измеряют ток холостого хода I_0, напряжение U_1 и мощность P_0, потребляемую машиной, после чего вычисляют $\cos\varphi_0$.

Опыт короткого замыкания проводят при заторможенном роторе и номинальном (для машин мощностью до 100 кВт) или пониженном (для машин мощностью свыше 100 кВт) напряжении, которое устанавливают таким, чтобы ток к. з. $I_к$ был не меньше $(2{,}5 \div 3)\ I_{ном}$. При этом измеряют напряжение $U_к$, ток $I_к$ и потребляемую машиной мощность $P_к$, после чего вычисляют ток к. з. при номинальном напряжении $I_{к.ном} = I_к(U_{1\,ном}/U_к)$, $\cos\varphi_к$, полные активное $R_к = R_1 + R'_2$ и реактивное $X_к = X_1 + X_2$ сопротивления машины. Все вычисления проводят так же, как при опытах холостого хода и короткого замыкания для трансформатора (см. § 2.8).

Для построения упрощенной круговой диаграммы в выбранном масштабе токов m_i откладывают векторы токов $\dot{I}_0$ и $\dot{I}_{к.ном}$ и устанавливают положения точек O и K (рис. 4.19, *а*); при этом принимают, что при опыте холостого хода ток I_0 и угол φ_0 соответствуют идеальному холостому ходу. Соединив точки O и K прямой OK и восставив из ее середины перпендикуляр HO_1 до пересечения с линией OB, находят центр O_1 окружности токов. Линию электромагнитной мощности OT (линию моментов) определяют, разделив отрезок KB_1 в отношении $KT_1/T_1B_1 = R'_2/R_1$. При этом сопротивление обмотки статора R_1 измеряют во время проведения указанных опытов, а сопротивление R'_2 определяют по формуле $R'_2 = R_к - R_1$.

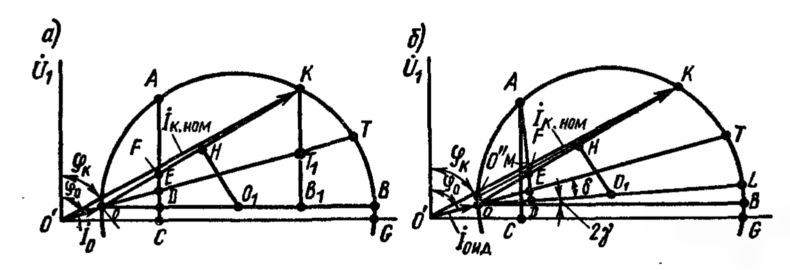


Рис. 4.19. Построение упрощенной (*а*) и уточненной (*б*) круговых диаграмм по данным опытов холостого хода и короткого замыкания

Отдельные составляющие энергетического баланса для некоторого режима работы электродвигателя, соответствующего точке *A*, находят, как показано на рис. 4.18.

Для получения более точных результатов ГОСТ рекомендует строить круговую диаграмму несколько измененным способом – по данным идеального холостого хода и с учетом пренебрегаемого ранее комплекса $\dot C_1$ в схеме замещения (см. рис. 4.16, *а*). При этом способе построение окружности токов производят по точкам *O* и *K*, соответствующим режиму идеального холостого хода и короткого замыкания (рис. 4.19, *б*). Центр этой окружности O_1 находят путем пересечения перпендикуляра HO_1 не с линией *OB*, как в диаграмме (рис. 4.19, *а*), а с линией *OL*, являющейся диаметром окружности токов. Эту линию проводят под углом 2γ к горизонтали, который определяют по приближенной формуле $\sin 2\gamma \approx 2I_{0ид}R_1/U_1$. Угол γ является аргументом комплекса $\dot C_1 = C_1 e^{-j\gamma}$ и физически представляет собой угол сдвига фаз между векторами напряжения $\dot U_1$ и ЭДС $\dot E_1$.

Для определения точки *T*, соответствующей $s = \pm\infty$, проводят прямую *OT* под углом δ к линии *OL*. При этом $\operatorname{tg}\delta = DR_1/U_1$, где $D = m_i\overline{OL}$ – диаметр окружности токов в амперах.

Чтобы определить положение точки *O*, для идеального холостого хода, ординату точки *O''* для реального холостого хода уменьшают на величину отрезка *O''O* (рис. 4.20, *а*), выражающего в масштабе мощности m_p сумму потерь $\Delta P_{эл\,10} + \Delta P_т$. Соединив точку *O* с началом координат *O'*, получают вектор тока $\dot I_{0ид}$ для идеального холостого хода. Для определения потерь $\Delta P_м$ из мощности P_0, соответствующей реальному холостому ходу, вычитают электрические потери в обмотке статора $\Delta P_{эл\,10} = m_1 I_0^2 R_1$, возникающие при прохождении тока холостого хода, и механические потери

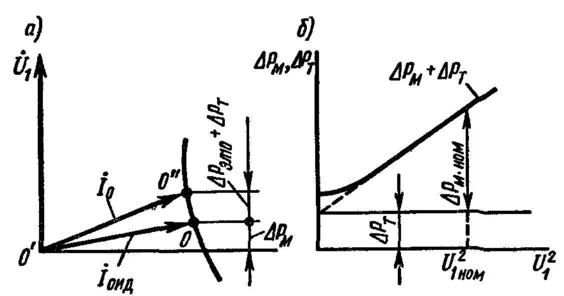


Рис. 4.20. Определение на круговой диаграмме точки, соответствующей идеальному холостому ходу

мощности $\Delta P_т$ (от трения). Разделение суммы потерь $\Delta P_м + \Delta P_т$ на две части осуществляют путем построения снятой экспериментально зависимости $(\Delta P_м + \Delta P_т) = f(U_1^2)$; при этом потери $\Delta P_т = \text{const}$, а $\Delta P_м$ изменяются пропорционально U_1^2 (рис. 4.20, *б*).

Отдельные составляющие энергетического баланса для некоторого режима работы электродвигателя, соответствующего точке *A*, определяются по круговой диаграмме (см. рис. 4.19, *б*). На диаграмме подведенная мощность P_1 – отрезок *AC*, проводимый перпендикулярно линии подведенной мощности *O'G*; электромагнитная мощность $P_{эм}$ (в масштабе $m_м$ – электромагнитный момент) – отрезок *AE*, проводимый перпендикулярно диаметру окружности *OL* до линии электромагнитной мощности *OT* (линии электромагнитного момента); механическая мощность $P_{мех}$ – отрезок *AF*, проводимый перпендикулярно *OL* до линии механической мощности *OK*; полезная мощность P_2 – отрезок *AM*, проводимый перпендикулярно *OL* до линии полезной мощности *O″K*.

Причины погрешностей круговой диаграммы и области ее применения. Круговая диаграмма, построенная на основании упрощенной схемы замещения асинхронной машины, получила весьма широкое применение благодаря своей простоте и наглядности. Однако значения токов, моментов и других параметров, полученные из круговой диаграммы, могут иметь довольно большую погрешность, особенно в области токов, значительно превышающих номинальный, т. е. при скольжениях, близких к единице.

Применение более точных схем замещения и соответствующих им круговых диаграмм не может полностью устранить погрешность в определении характеристик двигателя при больших скольжениях. Это объясняется тем, что параметры схемы замещения не остаются неизменными, как при

построении круговой диаграммы, а изменяются в зависимости от режима работы двигателя. При скольжении, близком к единице, частота тока в роторе увеличивается и ток в проводниках ротора вытесняется в «верхние» их части (см. более подробно в § 4.12). В связи с этим активное сопротивление ротора увеличивается, а его индуктивное сопротивление уменьшается. Насыщение стали зубцов, происходящее при больших токах (т. е. в области скольжений, близких к единице), при закрытых и полуоткрытых пазах также вызывает уменьшение потоков рассеяния, а следовательно, и индуктивного сопротивления ротора. Указанные причины приводят к тому, что по круговой диаграмме можно получать достоверные данные только для токов, не превышающих номинальный. По указанным причинам, очевидно, нецелесообразно при построении круговой диаграммы уточнять параметры схемы замещения путем учета комплекса $\dot{C}_1$.

Все изложенное выше относится только к машинам большой и средней мощности. В машинах малой мощности, и особенно в микромашинах, где ток холостого хода очень велик, все величины, необходимые для построения характеристик двигателя, определяют по точной схеме замещения (*рис. 4.16, а*). При этом параметры этой схемы из-за малых размеров проводников и небольшой индукции в зубцах остаются практически неизменными при разных токах нагрузки. Для асинхронных исполнительных двигателей круговые диаграммы обычно не применяют, так как точка K, соответствующая $s = 1$, лежит на диаграмме очень близко к точке холостого хода, и диаграмма утрачивает свою наглядность.

§ 4.7. МЕХАНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Зависимость электромагнитного момента от скольжения. Наибольшее значение для оценки свойств асинхронного двигателя имеет *механическая характеристика*, представляющая собой графическую зависимость частоты вращения ротора n_2 от вращающего момента M, т. е. $n_2 = f(M)$ или $M = f(n_2)$. Иногда эта зависимость выражается в виде $M = f(s)$ или $M = f(\nu)$, где $\nu = n_2/n_1$ — *относительная частота вращения*. При этом

$$s = (n_1 - n_2)/n_1 = 1 - \nu. \tag{4.45}$$

Использование понятий относительной частоты вращения и скольжения придает механической характеристике более общий характер.

Для построения механической характеристики можно воспользоваться круговой диаграммой либо формулой

$$M = m_1 U_1^2 R_2'/\omega_1 s\left[(R_1 + C_1 R_2'/s)^2 + (X_1 + C_1 X_2')^2\right], \qquad (4.46)$$

получаемой из формулы

$$M = \Delta P_{\text{эл2}}/(\omega_1 s) = m_1 I_2'^2 R_2'/\omega_1 s$$

путем подстановки значения тока I_2' из схемы замещения (см. рис. 4.16, *а*):

$$I_2' = U_1/\sqrt{(R_1 + C_1 R_2'/s)^2 + (X_1 + C_1 X_2')^2}.$$

Для машин мощностью более 10 кВт величина $C_1 \approx 1$ и формула момента приобретают более простой вид:

$$M = m_1 U_1^2 R_2'/\omega_1 s\left[(R_1 + R_2'/s)^2 + (X_1 + X_2')^2\right]. \qquad (4.46а)$$

Задаваясь значениями s, при известных параметрах двигателя можно определить M и построить искомую механическую характеристику.

Механическая характеристика (рис. 4.21, *а* и *б*) имеет максимум момента при частоте вращения $n_2 \approx (0{,}8 \div 0{,}9)\, n_1$; при частоте вращения $n_2 = n_1$ момент вращения $M = 0$, а при $n_2 = 0$ пусковой момент составляет $M_п = (0{,}3 \div 0{,}7)\, M_{max}$.

Скольжение, при котором момент имеет максимальное значение (критическое скольжение), можно определить из (4.46), взяв производную от момента по скольжению dM/ds и приравняв ее нулю.

Решая уравнение относительно s, получаем критическое скольжение:

$$s_{кр} = \pm C_1 R_2'/\sqrt{R_1^2 + (X_1 + C_1 X_2')^2}. \qquad (4.47)$$

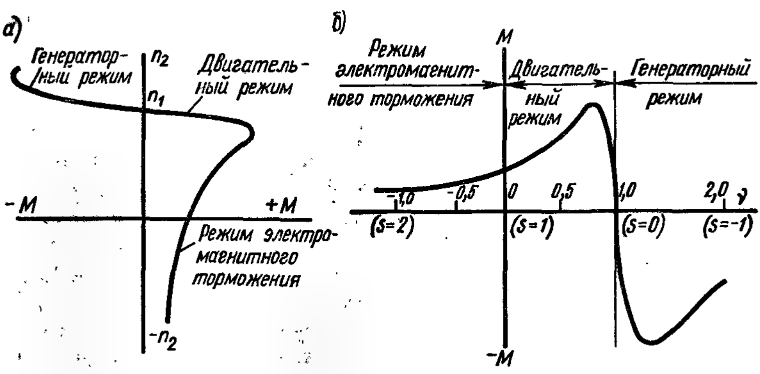


Рис. 4.21. Механическая характеристика асинхронной машины

В первом приближении, принимая $C_1 = 1{,}0$ и пренебрегая величиной R_1 в знаменателе [так как $R_1 < (X_1 + X'_2)$], имеем

$$s_{кр} = \pm R'_2/(X_1 + X'_2). \tag{4.47а}$$

Для получения высокого КПД необходимо снижать величину R_2, вследствие чего максимум момента асинхронного двигателя достигается при относительно высоких частотах вращения.

Значение максимального момента получим из (4.46), подставив значение $s_{кр}$ из (4.47):

$$M_{max} = \pm mU_1^2/\{2\omega_1 C_1 [\pm R_1 + \sqrt{R_1^2 + (X_1 + C_1 X'_2)^2}]\}, \tag{4.48}$$

или, приближенно считая $C_1 = 1$ и $R_1 = 0$,

$$M_{max} \approx \pm m_1 U_1^2/[2\omega_1 (X_1 + X'_2)]. \tag{4.48а}$$

Знак «+» относится к двигательному режиму, «−» – к генераторному.

Из уравнения (4.48) и круговой диаграммы видно, что *максимальный момент не зависит от активного сопротивления ротора. Это сопротивление определяет лишь скольжение при максимальном моменте.*

При увеличении скольжения от $s = 0$ до 1, как следует из круговой диаграммы, ток ротора I'_2 монотонно возрастает, в то время как электромагнитный момент M сначала увеличивается с ростом скольжения, достигает максимума при $s = s_{кр}$, а затем уменьшается, несмотря на возрастание тока I'_2 (рис. 4.22).

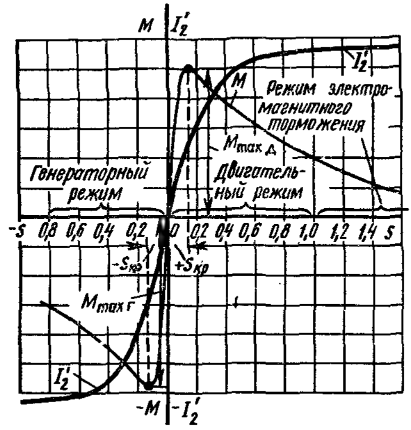


Рис. 4.22. Зависимость электромагнитного момента и тока ротора от скольжения

Физически это объясняется тем, что в формуле момента $M = c_M \Phi_m I_2 \times \cos\psi_2$ при малых скольжениях преобладающее влияние имеет возрастание тока I_2. При увеличении скольжения свыше $s_{кр}$ ток I_2 возрастает сравнительно мало и преобладающее влияние оказывает уменьшение $\cos\psi_2$, которое происходит вследствие повышения частоты в роторе: $f_2 = sf_1$.

Построение механической характеристики по каталожным данным. На практике широко используют приближенное аналитическое выражение механической характеристики.

Согласно (4.21) и (4.32а) электромагнитный момент асинхронного двигателя

$$M = \Delta P_{эл2}/(\omega_1 s) = m_2 I_2^2 R_2/(\omega_1 s) = m_2 s E_2^2 R_2/[\omega_1 (R_2^2 + s^2 X_2^2)]. \quad (4.49)$$

Принимая приближенно $E_2 \approx \text{const}$, т. е. считая, что магнитный поток машины при изменении нагрузки не изменяется, и приравнивая нулю производную dM/ds, полученную из формулы (4.49), можно найти критическое скольжение, соответствующее максимальному моменту, $s_{кр} = \pm R_2/X_2$ и соответственно максимальный момент

$$\boxed{M_{max} = \pm m_2 E_2^2/(2\omega_1 X_2).} \quad (4.50)$$

Разделив выражение (4.49) на (4.50), после преобразования получим

$$\boxed{M/M_{max} = 2/(s_{кр}/s + s/s_{кр}).} \quad (4.51)$$

Формула (4.51) является приближенной и, конечно, дает погрешность, так как не учитывает падение напряжения в обмотках статора. Особенно велика погрешность при переходе из двигательного режима в генераторный, где разница в моментах может быть существенной. Однако для исследования одного режима выведенная формула дает приемлемую точность. Это объясняется тем, что в области малых скольжений от $s = 0$ до $s_{кр}$ магнитный поток изменяется незначительно и, следовательно, в этой области формула не может дать большой погрешности, тем более, что точки при $s = 0$ и $s_{кр}$ являются фиксированными.

При скольжениях, близких к единице, формула (4.51), казалось бы, должна давать завышенные значения момента, так как при больших токах сильнее проявляется падение напряжения в статоре. Однако в реальных машинах при скольжениях, близких к единице, уменьшается сопротивление X_2 из-за явления вытеснения тока в проводниках ротора, что ведет к увеличению момента. В результате оказывается, что погрешность, обусловленная пренебрежением падения напряжения в статоре, и погрешность, вызванная изменением параметров ротора, взаимно противоположны, вследствие чего точность приближенной формулы (4.51) достаточна для практических целей.

§ 4.8. УСТОЙЧИВОСТЬ РАБОТЫ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Факторы, определяющие устойчивость. Под *устойчивостью работы электродвигателя* понимают способность двигателя восстанавливать установившуюся частоту вращения при кратковременных возмущениях (изменениях нагрузки, напряжения питающей сети и пр.).

Рассмотрим известное из механики условие равновесия моментов, приложенных к ротору двигателя:

$$\boxed{M = M_{ст} + J\,d\omega_2/dt,} \qquad (4.52)$$

где M – электромагнитный момент двигателя; $M_{ст}$ – статический момент нагрузки (момент сопротивления механизма, приводимого во вращение, с учетом механических потерь в двигателе); $J\,d\omega_2/dt$ – динамический момент, зависящий от момента инерции вращающихся масс J и ускорения ротора $d\omega_2/dt$.

При $M = M_{ст}$ ускорение ротора

$$\boxed{d\omega_2/dt = (M - M_{ст})/J = 0,} \qquad (4.53)$$

т. е. ротор вращается с установившейся частотой. Если $M > M_{ст}$, ротор ускоряется, а при $M < M_{ст}$ – замедляется.

Устойчивость зависит от конкретных условий, при которых работает электродвигатель, в частности от формы механических характеристик двигателя и приводимого им во вращение производственного механизма.

На рис. 4.23, *а* для примера приведено несколько типичных механических характеристик различных производственных механизмов. Для грузоподъемных механизмов (кранов, лифтов,

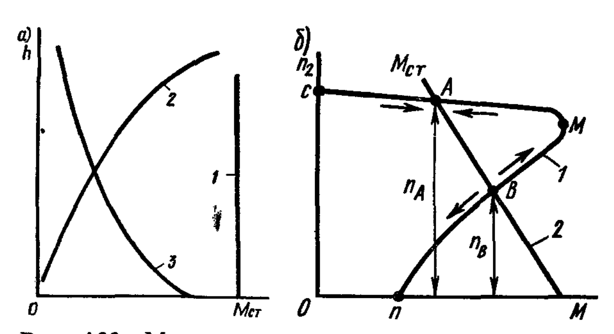


Рис. 4.23. Механические характеристики некоторых производственных механизмов (*а*) и графики для определения статической устойчивости асинхронного двигателя (*б*)

лебедок и т. п.) характерным является неизменность статического момента $M_{ст}$, его практическое постоянство независимо от частоты вращения (прямая *1* на рис. 4.23, *а*). Вентиляторы, центробежные насосы, гребные винты и прочие механизмы имеют характеристику (кривая *2*), при которой нагрузочный момент $M_{ст}$ резко увеличивается с ростом частоты вращения. Эту характеристику часто называют *вентиляторной*. Бетономешалки, шаровые мельницы и некоторые другие механизмы имеют большое трение в состоянии покоя и при малых частотах вращения, поэтому в таких механизмах с ростом частоты вращения нагрузочный момент падает (кривая *3*).

Устойчивость «в малом». Рассмотрим работу асинхронного электродвигателя [механическая характеристика *1* на рис. 4.23, *б*], приводящего во вращение производственный механизм, у которого статический (нагрузочный) момент $M_{ст}$ падает с увеличением частоты вращения (механическая характеристика *2*). В этом случае условие $M = M_{ст}$ выполняется в точках *А* и *В* при значениях частоты вращения n_A и n_B. Однако в точке *В* двигатель не может работать устойчиво, так как при малейшем изменении момента $M_{ст}$ (нагрузки) и возникающем в результате этого отклонении частоты вращения от установившегося значения появляется избыточный замедляющий или ускоряющий момент $\pm(M - M_{ст})$, увеличивающий это отклонение. Например, при случайном небольшом увеличении статического момента $M_{ст}$ ротор двигателя начинает замедляться, а его частота вращения n_2 – уменьшаться. При работе машины в режиме, соответствующем точке *В*, т. е. на участке *М*–*П* характеристики *1*, это приводит к уменьшению электромагнитного момента *М*, т. е. к еще большему возрастанию разности $(M - M_{ст})$. В результате ротор продолжает замедляться до полной остановки. При случайном уменьшении статического момента ротор начинает ускоряться, что приводит к дальнейшему увеличению момента *М* и еще большему ускорению до тех пор, пока машина не переходит в режим работы, соответствующий точке *А*. При работе машины в режиме, соответствующем точке *А*, двигатель работает устойчиво, так как при случайном увеличении момента $M_{ст}$ и замедлении ротора (т. е. уменьшении частоты вращения n_2) электромагнитный момент *М* возрастает. Когда момент *М* станет равным новому значению $M_{ст}$, двигатель снова работает с установившейся, но несколько меньшей частотой вращения.

Таким образом, *асинхронный двигатель при работе на участке С*–*М механической характеристики обладает свойством внутреннего саморегулирования*, благодаря которому его

вращающий момент автоматически регулируется по закону $M = M_{ст}$. Это регулирование осуществляется за счет увеличения или уменьшения частоты вращения ротора n_2, т. е. система регулирования является статической.

Сравнивая условия работы двигателя в точках A и B, можно сделать вывод, что *работа двигателя устойчива, если с увеличением частоты вращения n_2 статический момент $M_{ст}$ уменьшается медленнее, чем электромагнитный момент двигателя M.* Это условие представим в следующем виде:

$$dM/dn_2 < dM_{ст}/dn_2. \qquad (4.54)$$

Оно выполняется практически для всех механизмов с падающими характеристиками $M_{ст} = f(n)$ и с характеристиками, не зависящими от частоты вращения (кривые *3* и *1* на рис. 4.23, *а*), если двигатель работает на участке $C-M$ характеристики *1* (рис. 4.23, *б*). Следовательно, двигатель, приводящий во вращение подобные механизмы, может устойчиво работать только в диапазоне изменения скольжения $0 < s < s_{кр}$. При $s > s_{кр}$, т. е. на участке $M-П$ механической характеристики *1*, устойчивая работа становится невозможной.

При работе электродвигателя совместно с производственным механизмом, имеющим вентиляторную характеристику (см. рис. 4.23, *а*), устойчивая работа возможна и на участке $M-П$ механической характеристики *1*, т. е. при $S > S_{кр}$. Однако допускать работу при скольжениях, больших критического, не следует, так как при этом резко уменьшается КПД двигателя, а потери мощности в его обмотках становятся настолько большими, что могут в короткое время вывести двигатель из строя.

Устойчивость «в большом». Практически условие (4.54) является необходимым, но недостаточным. В эксплуатации возможны не только кратковременные небольшие изменения $M_{ст}$, но и существенные увеличения нагрузочного момента при резких изменениях режима работы. Когда двигатель работает при скольжении, меньшем $s_{кр}$, но близком к нему, случайная перегрузка двигателя может привести к его остановке при $M_{ст} > M_{max}$. Поэтому максимальный момент иногда называют *опрокидывающим моментом.*

При больших перегрузках устойчивость работы двигателя обеспечивают путем выбора номинального момента $M_{ном} < M_{max}$. Отношение $k_м = M_{max}/M_{ном}$, называемое *перегрузочной способностью,* регламентируется ГОСТом. Перегрузочная способность для различных двигателей различна: $k_м = 1{,}7 \div 3{,}5$. Большие значения имеют двигатели, предназна-

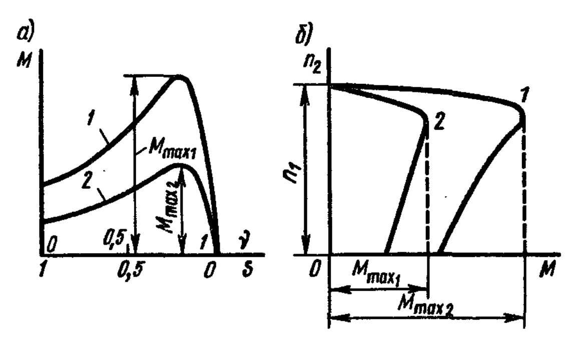


Рис. 4.24. Механические характеристики асинхронного двигателя при различных напряжениях

ченные для работы с большими перегрузками, – крановые, металлургические и т. п.

Увеличение перегрузочной способности асинхронного двигателя ведет к возрастанию его габаритов и массы или к снижению энергетических показателей. Из формулы (4.48) видно, что значение максимального момента приблизительно обратно пропорционально индуктивным сопротивлениям $X_1 + X'_2$ обмоток. Для увеличения перегрузочной способности двигателя следует уменьшать эти сопротивления, т. е. числа витков обмоток статора и ротора. А это приводит к возрастанию магнитного потока (а следовательно, к увеличению сечения магнитопровода) и тока холостого хода. Поэтому двигатели с повышенным значением $k_м$ имеют большие габариты и массу, а ток холостого хода у них достигает 40–60% от номинального.

Большое значение для обеспечения устойчивой работы асинхронных двигателей имеет качество электроснабжения. *Вращающий момент асинхронного двигателя зависит от квадрата питающего напряжения* [см. (4.56) и (4.48)]. Поэтому даже незначительное уменьшение напряжения влияет на максимальный момент, а значительное уменьшение может вызвать остановку двигателя.

На рис. 4.24, *а* и *б* для примера приведены механические характеристики асинхронного двигателя при номинальном напряжении $U_1 = U_{ном}$ (кривая *1*) и напряжении $U_1 = 0{,}7U_{ном}$ (кривая *2*). Во втором случае электромагнитный момент уменьшается примерно в два раза, и работа двигателя при номинальной нагрузке становится невозможной. ГОСТом установлено, что длительное изменение напряжения в электрических сетях, питающих силовое оборудование, не должно отличаться от номинального более чем на −5% и +10%.

§ 4.9. РАБОЧИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Рабочими характеристиками называют графические зависимости частоты вращения n_2 (или скольжения s), момента на валу M_2, тока статора I_1, коэффициента полезного действия η и $\cos\varphi_1$ от полезной мощности P_2 при $U_1 = \text{const}$ и $f_1 = \text{const}$. Их определяют экспериментально или путем расчета по схеме замещения или круговой диаграмме.

Примерный вид рабочих характеристик асинхронного двигателя показан на рис. 4.25. Частота вращения, ток статора, момент на валу, потребляемая и полезная мощности приведены на графике в относительных единицах. Рабочие характеристики строят только для зоны практически устойчивой работы двигателя, т. е. до скольжения $(1{,}1 \div 1{,}2)\,s_{\text{ном}}$.

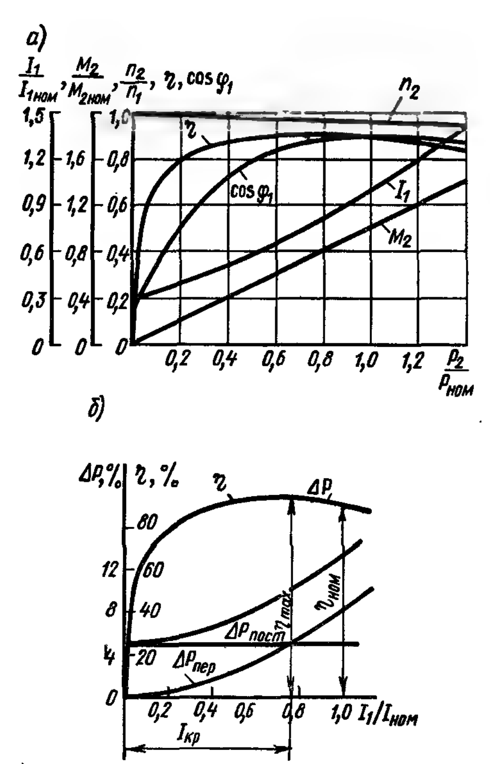


Рис. 4.25. Рабочие характеристики асинхронного двигателя (*а*) и типичная кривая КПД электрической машины и ее потерь (*б*)

Частота вращения ротора. При переходе от режима холостого хода к режиму полной нагрузки *частота вращения n_2 изменяется незначительно*, так как при проектировании двигателей для уменьшения потерь мощности в роторе $\Delta P_{эл2}$ необходимо, чтобы скольжение при номинальном режиме не превышало 0,02 – 0,06. Следовательно, скоростная характеристика асинхронного двигателя является «жесткой».

Характеристики $n_2 = f(P_2)$ и $n_2 = f(M)$ можно построить по круговой диаграмме. Для этого задаются рядом точек на окружности токов и находят соответствующие им значения полезной мощности, электромагнитного момента и скольжения. При расчетах, не требующих большой точности, полезную мощность P_2 принимают равной $P_{мех}$ (пренебрегая потерями мощности $\Delta P_т$), т. е. считают, что она пропорциональна отрезку $\overline{AM}$ круговой диаграммы (см. рис. 4.17). Более точно ее определяют путем построения на круговой диаграмме специальной линии полезной мощности $O''K$ (см. рис. 4.18, *б*), которую получают, соединяя точку O'' реального холостого хода с точкой K (в режимах, соответствующих точкам O и K, мощность $P_2 = 0$). В этом случае величина P_2 пропорциональна отрезку AM, заключенному между окружностью токов и линией $O''K$.

Электромагнитный момент пропорционален отрезку $\overline{AE}$ круговой диаграммы (см. рис. 4.17). Чтобы определить максимальный момент (рис. 4.26, *а*), через точку $A_м$ проводят касательную к окружности токов параллельно линии OT и из этой точки опускают перпендикуляр на диаметр окружности токов. Максимальный момент пропорционален отрезку $\overline{A_мE_м}$, где $E_м$ – точка пересечения перпендикуляра с прямой OT.

Скольжение $s = \Delta P_{эл2}/P_{эм}$ можно найти по круговой диаграмме как отношение отрезков $\overline{FE}/\overline{AE}$. Однако поскольку из-

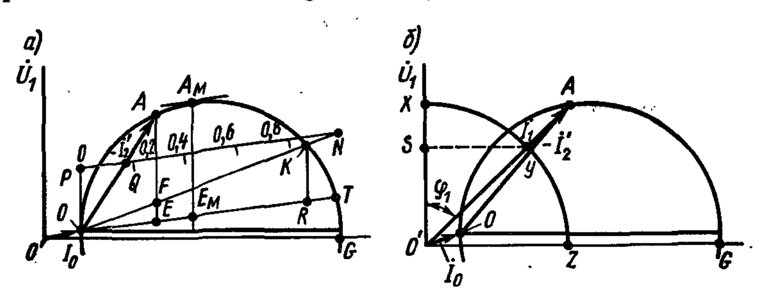


Рис. 4.26. Круговая диаграмма со шкалами скольжения (*а*) и $\cos\varphi_1$ (*б*)

мерение малого отрезка FE может дать существенную погрешность, для определения s надо построить шкалу скольжения (рис. 4.26, *а*). Для этого на произвольном расстоянии от линии $O'G$ проводят прямую, параллельную линии OT, до пересечения ее с линией OK (или с ее продолжением) и получают точку N. Затем из точки O восставляют перпендикуляр к диаметру окружности до пересечения с построенной прямой и находят точку P. Линия OA (вектор тока $-\dot{I}'_2$) пересекается с прямой PN в точке Q. Из подобия полученных при таком построении треугольников ($\triangle OFE \sim \triangle OPN$ и $\triangle OAF \sim \triangle OPQ$) имеем

$$\overline{FE}/\overline{OP} = \overline{OE}/\overline{PN}; \ \overline{OP}/\overline{AE} = \overline{PQ}/\overline{OE}.$$

Перемножая эти отношения, находим

$$\overline{FE}/\overline{AE} = \overline{PQ}/\overline{PN} = s. \tag{4.55}$$

Следовательно, линия $\overline{PN}$ представляет собой *шкалу скольжения*, на которой отрезок PQ, отсекаемый линией OA (вектором $-\dot{I}'_2$), позволяет получить скольжение s. Зная скольжение s, по формуле $n_2 = n_1 (I - s)$ можно определить частоту вращения ротора.

Вращающий момент на валу двигателя. Зависимость между моментом M_2 и полезной мощностью P_2 определяется соотношением

$$\boxed{P_2 = M_2\omega_2,} \tag{4.56}$$

где ω_2 — угловая скорость ротора.

Поскольку n_2 изменяется мало, эта *зависимость близка к линейной*. Чтобы определить момент M_2 на валу двигателя, по круговой диаграмме находят электромагнитный момент M, а затем из него вычитают момент, обусловленный трением в двигателе, $- M_т = \Delta P_т/\omega_2$:

$$\boxed{M_2 = M - M_т.}$$

Ток статора. Ток I_1 получают по круговой диаграмме непосредственным измерением отрезков, соединяющих начало координат с точками A_1, A_2, A_3 и другими на окружности токов. Активная составляющая тока пропорциональна полезной мощности. Реактивная составляющая в диапазоне рабочих нагрузок изменяется мало, так как она определяется главным образом током холостого хода, который составляет 20—40% от номинального тока.

Коэффициент мощности. При переходе от режима холостого хода к режиму номинальной нагрузки коэффициент мощности

возрастает от значения $\cos\varphi_1 = 0{,}09 \div 0{,}18$ до некоторой максимальной величины: для двигателей малой и средней мощности (1—100 кВт) $\cos\varphi_1 = 0{,}7 \div 0{,}9$, а для двигателей большой мощности (свыше 100 кВт) $\cos\varphi_1 = 0{,}90 \div 0{,}95$. При дальнейшем увеличении нагрузки $\cos\varphi_1$ несколько уменьшается. Следовательно, работа асинхронного двигателя при малых нагрузках, когда $\cos\varphi_1$ мал, в энергетическом отношении невыгодна. Величину $\cos\varphi_1$ можно определить по круговой диаграмме, если построить на ней дополнительную шкалу. Такой шкалой является отрезок $O'X$ (рис. 4.26, *б*), отсекаемый на оси ординат вспомогательной окружностью XYZ произвольного радиуса (его целесообразно принять равным 100 единицам длины). Для определения $\cos\varphi_1$ на линию $O'X$ проектируют отрезок $O'Y$, полученный путем пересечения линии OA (вектора тока $\dot{I}_1$) с окружностью XYZ. При этом отрезок $O'S$ позволяет определить величину $\cos\varphi_1$.

В двигателях с фазным ротором кривые η и $\cos\varphi_1$ располагаются несколько ниже, чем у соответствующих двигателей с короткозамкнутым ротором. На это влияют следующие причины:

а) возникновение дополнительных потерь мощности в результате наличия щеток на контактных кольцах;

б) уменьшение полезной мощности из-за худшего использования объема ротора (обмотку ротора выполняют из изолированного провода, вследствие чего пазы ротора частично заполняются изоляцией);

в) увеличение намагничивающего тока из-за возрастания магнитного сопротивления зубцово-пазового слоя ротора в результате уменьшения поперечного сечения зубцов.

Коэффициент полезного действия. Зависимость η от полезной *мощности P_2 имеет такой же характер, как и для трансформатора*. Эта зависимость имеет общий характер для большинства электрических машин.

При изменении нагрузки электрической машины отдельные виды потерь изменяются по-разному: электрические потери $\Delta P_{эл}$ в обмотках статора и ротора, а также добавочные потери $\Delta P_{доб}$ изменяются пропорционально квадрату тока нагрузки; электрические потери в щеточном контакте $\Delta P_{щ.эл}$ изменяются пропорционально току в первой степени; механические $\Delta P_т$ и магнитные $\Delta P_м$ потери остаются практически постоянными — такими же, как при холостом ходе, если напряжение машины U_1 и частота ее вращения n_2 не изменяются. По этому признаку все виды потерь можно разделить на две группы: *постоянные потери* $\Delta P_{пост} = \Delta P_м + \Delta P_т$ и *переменные потери* $\Delta P_{пер} = \Delta P_{эл} + \Delta P_{щ.эл} + P_{доб}$, которые можно приближенно считать

пропорциональными квадрату тока нагрузки (обычно потери $\Delta P_{щ.эл}$ малы по сравнению с $\Delta P_{эл}$). Мощность P_2, отдаваемая машиной ($P_{эл}$ в генераторах и $P_{мех}$ в двигателях), пропорциональна току нагрузки I в первой степени, поэтому зависимость КПД от тока нагрузки

$$\eta = P_2/P_1 = P_2/(P_2 + \Delta P_{пост} + \Delta P_{пер}) = AI/(AI + B + CI^2), \qquad (4.57)$$

где A, B, C – постоянные.

Из (4.57) следует, что при изменении нагрузки электрической машины ее КПД изменяется, как показано на рис. 4.25, *б*. При холостом ходе $\eta = 0$, так как полезная мощность P_2 отсутствует. При увеличении нагрузки КПД возрастает за счет увеличения P_2, но одновременно быстрее, чем P_2, возрастают переменные потери $\Delta P_{пер}$, поэтому при некотором токе $I_{кр}$ увеличение КПД прекращается и в дальнейшем начинает уменьшаться. Если взять производную $d\eta/dt$ и приравнять ее нулю, то можно получить условие максимума КПД – это наблюдается при такой нагрузке, при которой $\Delta P_{пер} = \Delta P_{пост}$.

При проектировании электрической машины обычно *так распределяют потери мощности, что указанное условие выполняется при наиболее вероятной нагрузке машины, несколько меньшей номинальной.* Во вращающихся электрических машинах средней и большой мощности это условие выполняется при нагрузках примерно 60% от номинальной.

При увеличении номинальной мощности относительная величина суммарных потерь уменьшается. Следовательно, должен возрастать и КПД *машины.* Эта закономерность проявляется во всех типах вращающихся электрических машин и в трансформаторах – машины большей номинальной мощности всегда имеют соответственно и больший КПД, и, наоборот, КПД машин малой мощности и микромашин обычно невелик. Так, например, КПД вращающихся электрических машин мощностью свыше 100 кВт составляет 0,92–0,96, мощностью 1–100 кВт – 0,7–0,9, а микромашин – 0,4–0,6.

КПД асинхронного двигателя можно определить из круговой диаграммы как отношение отрезков $\overline{AF}:\overline{AC}$ (на упрощенной диаграмме, см. рис. 4.18, *а*) или $\overline{AM}:\overline{AC}$ (на уточненной диаграмме, см. рис. 4.18, *б*). Однако для получения более точных результатов КПД рекомендуется определять путем расчета отдельных видов потерь.

§ 4.10. ПУСК АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

Способы пуска. При пуске двигателя по возможности должны удовлетворяться основные требования: процесс пуска

должен осуществляться без сложных пусковых устройств; пусковой момент должен быть достаточно большим, а пусковые токи – по возможности малыми. Иногда к этим требованиям добавляют и другие, обусловленные особенностями конкретных приводов, в которых используют двигатели: необходимость плавного пуска, максимального пускового момента и пр.

Практически используют следующие способы пуска: непосредственное подключение обмотки статора к сети (прямой пуск); понижение напряжения, подводимого к обмотке статора при пуске; подключение к обмотке ротора пускового реостата.

Прямой пуск. Этот способ применяют для пуска асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором. Двигатели этого типа малой и средней мощности обычно проектируют так, чтобы при непосредственном подключении обмотки статора к сети возникающие пусковые токи не создавали чрезмерных электродинамических усилий и превышений температуры, опасных с точки зрения механической и термической прочности основных элементов машины.

В асинхронных двигателях отношение L/R сравнительно мало (особенно в малых двигателях), поэтому переходный процесс в момент включения характеризуется весьма быстрым затуханием свободного тока. Это позволяет пренебречь свободным током и учитывать только установившееся значение тока переходного процесса.

Двигатели обычно пускают с помощью электромагнитного выключателя *K* – магнитного пускателя (рис. 4.27, *а*) и разгоняют автоматически по естественной механической характеристике *M* (рис. 4.27, *б*) от точки *П*, соответствующей начальному моменту пуска, до точки *P*, соответствующей условию $M = M_{ст}$. *Ускорение при разгоне определяется разностью*

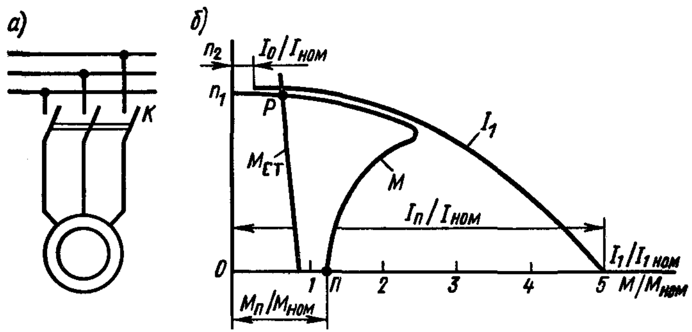


Рис. 4.27. Схема прямого пуска асинхронного двигателя и графики изменения моментов и тока

абсцисс кривых M и $M_{ст}$ и моментом инерции ротора двигателя и механизма, который приводится во вращение. Если в начальный момент пуска $M_п < M_{ст}$, двигатель разогнаться не сможет.

Значение начального пускового момента можно получить из формулы (4.46а), приняв $s = 1$:

$$M_п = m_1 U_1^2 R_2' / \{w_1 [(R_1 + R_2')^2 + (X_1 + X_2')^2]\}. \quad (4.58)$$

Отношение моментов $M_п/M_{ном} = k_{п.м}$ называют *кратностью начального пускового момента*. Для двигателей с короткозамкнутым ротором мощностью 0,6–100 кВт ГОСТом установлено $k_{п.м} = 1{,}0 \div 2{,}0$; мощностью 100–1000 кВт – $k_{п.м} = 0{,}7 \div 1{,}0$.

Получение кратностей пускового момента, больших регламентированных ГОСТом, обычно нежелательно, так как это связано либо с увеличением активного сопротивления ротора (см. 4.58), либо с изменением конструкции ротора (см. § 4.11), что ухудшает энергетические показатели двигателя.

Недостатком данного способа пуска кроме сравнительно небольшого пускового момента *является также большой бросок пускового тока*, в пять – семь раз превышающий номинальное значение тока.

Несмотря на указанные недостатки, пуск двигателя путем непосредственного подключения обмотки статора к сети широко применяют благодаря простоте и хорошим технико-экономическим свойствам двигателя с короткозамкнутым ротором – низкой стоимости и высоким энергетическим показателям (η, $\cos\varphi_1$, $k_м$ и др.).

Пуск при пониженном напряжении. Такой пуск применяют для асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором большой мощности, а также для двигателей средней мощности при недостаточно мощных электрических сетях. Понижение напряжения может осуществляться следующими путями:

а) переключением обмотки статора с помощью переключателя с нормальной схемы Δ на пусковую схему Y. При этом напряжение, подаваемое на фазы обмотки статора, уменьшается в $\sqrt{3}$ раз, что обусловливает уменьшение фазных токов в $\sqrt{3}$ раз и линейных токов в 3 раза. По окончании процесса пуска и разгона двигателя до номинальной частоты вращения обмотку статора переключают обратно на нормальную схему;

б) включением в цепь обмотки статора на период пуска добавочных активных (резисторов) или реактивных (реакторов) сопротивлений (рис. 4.28, *а*). При этом на указанных сопротивлениях создаются некоторые падения напряжения $\Delta U_{доб}$, пропорциональные пусковому току, вследствие чего к обмотке статора подается пониженное напряжение. По мере разгона

двигателя снижается ЭДС E_{2s}, индуцированная в обмотке ротора, а следовательно, и пусковой ток. В результате уменьшается падение напряжения $\Delta U_{доб}$ на указанных сопротивлениях и автоматически возрастает приложенное к двигателю напряжение. После окончания разгона добавочные резисторы или реакторы замыкаются накоротко контактором $K1$;

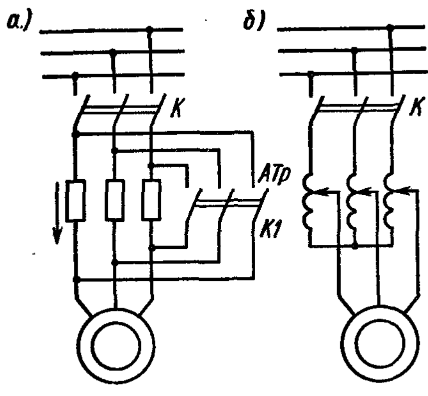


Рис. 4.28. Схемы включения асинхронного двигателя при пуске с понижением напряжения

в) подключением двигателя к сети через понижающий автотрансформатор *АТр* (рис. 4.28, *б*), который может иметь несколько ступеней, переключаемых в процессе пуска соответствующей аппаратурой.

Недостатком указанных методов пуска путем понижения напряжения является значительное уменьшение пускового и максимального моментов двигателя, которые пропорциональны квадрату приложенного напряжения, поэтому их можно использовать только при пуске двигателей без нагрузки.

На рис. 4.29 для примера приведены механические характе-

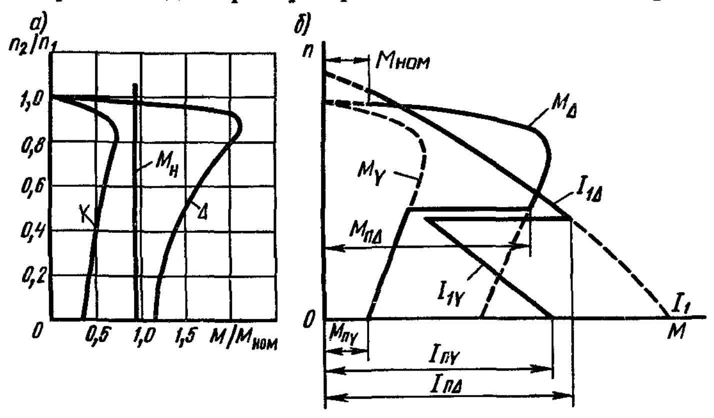


Рис. 4.29. Механические характеристики при включении обмотки статора двигателя по схемам Y и Δ (*а*) и графики изменения *M* и I_1 при пуске двигателя путем переключения обмотки статора со Y на Δ (*б*)

ристики двигателя при номинальном и пониженном напряжении, т. е. при соединении обмотки статора по схемам Y и Δ, а также графики изменения тока I_1 и момента M при пуске двигателя путем переключения обмотки статора со Y на Δ. При соединении по схеме Y максимальный и пусковой момент уменьшаются в три раза, вследствие чего двигатель не в состоянии осуществить пуск механизма с нагрузочным моментом $M_н$.

Пуск с помощью реостата в цепи ротора. Этот способ применяют для пуска двигателей с фазным ротором. Если в цепь ротора включить пусковой реостат $R_п$, то активное сопротивление цепи ротора увеличится, вследствие чего точка K на круговой диаграмме (рис. 4.30, *а*) сместится ближе к точке O (точка K'). При этом максимальный момент (отрезок $\overline{A_м E_м}$) не изменяется, а пусковой момент возрастает от значения $M_п$ до $M'_п$, так как увеличивается отрезок $\overline{KE_п}$, пропорциональный этому моменту. Одновременно повышается критическое скольжение, а поэтому зависимость $M = f(s)$ сдвигается в область больших скольжений, а зависимость $n_2 = f(M)$ – в область меньших частот вращения (рис. 4.30, *б* и *в*, кривые *1 – 4*).

Для того чтобы пусковой момент был равен максимальному, необходимо так подобрать сопротивление пускового реостата $R_п$, чтобы точка K' находилась вблизи точки $A_м$. Это условие выполняется при $R'_п + R'_2 + R_1 \approx X_1 + X'_2$. Включение сопротивления $R_п$ уменьшает также и пусковой ток двигателя, так как в этом случае

$$I_п = U_1 / \sqrt{(R'_п + R'_2 + R_1)^2 + (X_1 + X'_2)^2}. \qquad (4.59)$$

Пусковой реостат имеет обычно три – шесть ступеней (рис. 4.31, *а*), что позволяет в процессе пуска постепенно уменьшать пусковое сопротивление, поддерживая высокое значение пускового момента двигателя. Сначала двигатель пускается по характеристике *4* (рис. 4.31, *б*), соответствующей сопротивлению

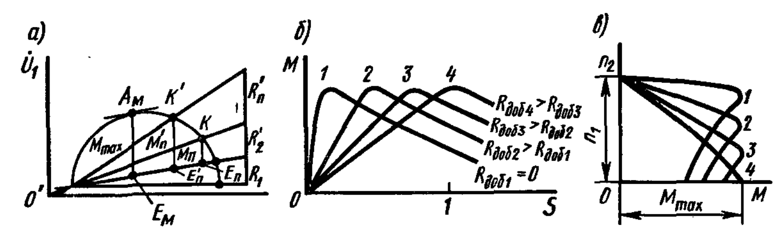


Рис. 4.30. Круговая диаграмма при включении реостата в цепь ротора асинхронного двигателя и получаемые при этом механические характеристики

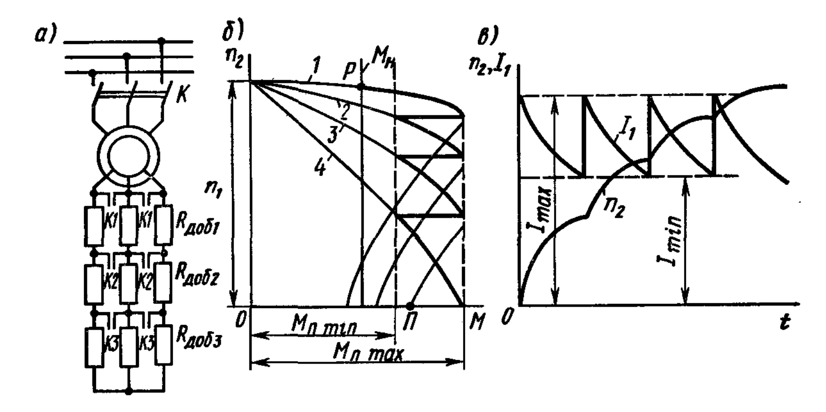


Рис. 4.31. Схема реостатного пуска асинхронного двигателя

пускового реостата $R_{п3} = R_{доб1} + R_{доб2} + R_{доб3}$, и развивает вращающий момент $M_{п\,max}$. По мере увеличения частоты вращения вращающий момент M уменьшается и может стать меньше некоторого момента $M_{п\,min}$. Поэтому при $M = M_{п\,min}$ часть пускового реостата $R_{доб3}$ выводят, замыкая контактор *К3*. Вращающий момент при этом мгновенно возрастает до $M_{п\,max}$, а затем с увеличением частоты вращения изменяется по характеристике *3*, соответствующей сопротивлению реостата $R_{п2} = R_{доб1} + R_{доб2}$. При дальнейшем уменьшении момента M до $M_{п\,min}$ часть реостата $R_{доб2}$ снова выключается контактором *К2* и двигатель переходит на работу по характеристике *2*, соответствующей сопротивлению $R_{п1} = R_{доб1}$. Таким образом, при постепенном (ступенчатом) уменьшении сопротивления пускового реостата вращающий момент двигателя изменяется от $M_{п\,max}$ до $M_{п\,min}$, а частота вращения возрастает по ломаной кривой, показанной на рис. 4.31,*б* жирной линией. В конце пуска пусковой реостат полностью выводят контактором *К1*, обмотка ротора замыкается накоротко, и двигатель переходит на работу по естественной характеристике *1*. Выключение отдельных ступеней пускового реостата в процессе разгона двигателя может осуществляться вручную или автоматически. Таким образом, *посредством реостата, включенного в цепь ротора, можно осуществить пуск двигателя при* $M_п \approx M_{max}$ *и резко уменьшить пусковой ток.*

На рис. 4.31,*в* показан характер изменения тока I_1 и частоты вращения n_2 при пуске двигателя рассматриваемым способом. Ток также изменяется по ломаной кривой между двумя крайними значениями I_{max} и I_{min}.

Недостатком данного способа является его относительная сложность и необходимость применения более дорогих двигателей с фазным ротором. Кроме того, указанные двигатели имеют несколько худшие рабочие характеристики, чем двигатели с короткозамкнутым ротором такой же мощности (кривые η и $\cos\varphi_1$ проходят ниже). В связи с этим *двигатели с фазным ротором применяют только при тяжелых условиях пуска*, когда необходимо развивать максимально возможный пусковой момент.

§ 4.11. КОРОТКОЗАМКНУТЫЕ АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ С ПОВЫШЕННЫМ ПУСКОВЫМ МОМЕНТОМ

Типы двигателей. Стремление повысить пусковой момент короткозамкнутых асинхронных двигателей без увеличения активного сопротивления обмотки ротора (а следовательно, и потерь энергии в нем) привело к появлению специальных конструкций двигателей, называемых *двигателями с повышенным пусковым моментом*. К ним относятся двигатели с двойной беличьей клеткой и с ротором, имеющим глубокие пазы (глубокопазные двигатели).

Двигатель с двойной беличьей клеткой (рис. 4.32, *а*). Ротор этого двигателя имеет две короткозамкнутые обмотки. Наружная клетка является *пусковой*; она выполнена из стержней малого поперечного сечения и поэтому обладает повышенным активным сопротивлением $R_{2п}$. Внутренняя клетка является основной *рабочей обмоткой* двигателя; она выполнена из стержней сравнительно большого поперечного сечения и обладает малым активным сопротивлением $R_{2р}$.

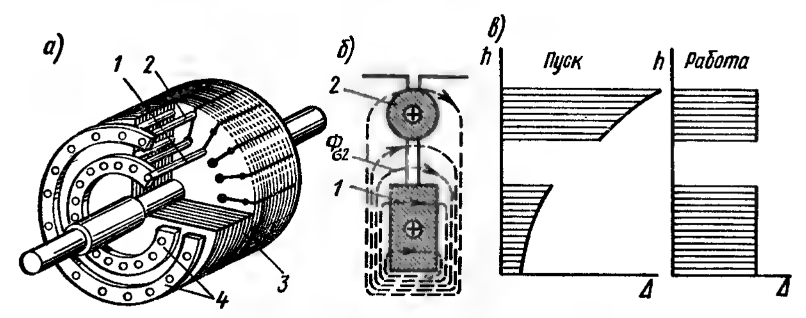


Рис. 4.32. Общий вид (*а*), разрез паза (*б*) ротора двигателя с двойной беличьей клеткой и распределение плотности тока Δ по высоте *h* в клетках при пуске и работе двигателя (*в*):

1 – рабочая клетка; *2* – пусковая клетка; *3* – сердечник ротора; *4* – короткозамыкающие кольца

Индуктивные сопротивления клеток определяются значениями потоков рассеяния $\Phi_{\sigma 2}$, сцепленных с их стержнями. Так как пусковая клетка расположена близко к поверхности ротора, то сцепленные с ее стержнями потоки рассеяния $\Phi_{\sigma 2}$ (рис. 4.32, *б*) сравнительно невелики, и она обладает малым реактивным сопротивлением $X_{2п}$. Рабочая клетка, наоборот, удалена от поверхности ротора, поэтому она имеет большое реактивное сопротивление $X_{2р}$. Увеличение реактивного сопротивления рабочей клетки обеспечивается благодаря соответствующему выбору ширины и высоты паза ротора, а также выбору щели между стержнями обеих клеток.

Для повышения активного сопротивления пусковой клетки стержни обычно изготовляют из марганцовистой латуни или бронзы. Стержни рабочей клетки выполняют из меди. Торцовые короткозамыкающие кольца делают медными. В некоторых случаях обе обмотки объединяют и выполняют литыми из алюминия.

В электрическом отношении обе клетки включены параллельно, вследствие чего ток ротора распределяется между *ними обратно пропорционально их полным сопротивлениям* $z_{2п}$ и $z_{2р}$:

$$I_{2п}/I_{2р} = Z_{2р}/Z_{2п} = \sqrt{R_{2р}^2 + X_{2р}^2}/\sqrt{R_{2п}^2 + X_{2п}^2}. \qquad (4.60)$$

В начальный момент пуска, когда $s = 1$ и частота тока в роторе f_2 максимальна, индуктивные сопротивления клеток во много раз больше их активных сопротивлений, поэтому

$$I_{2п}/I_{2р} \approx X_{2р}/X_{2п}, \qquad (4.61а)$$

т. е. ток ротора проходит в основном через пусковую клетку (рис. 4.32, *в*), у которой $X_{2п} < X_{2р}$. В то же время эта клетка обладает сравнительно большим активным сопротивлением, а следовательно, создает повышенный пусковой момент.

По мере разгона ротора уменьшается скольжение s и частота f_2, а поэтому изменяются индуктивные сопротивления $X_{2р}$ *и* $X_{2п}$ *и распределение тока между клетками. Из* (4.60) следует, что ток начинает постепенно переходить из пусковой клетки в рабочую. По окончании процесса разгона величина s становится малой и роль реактивных сопротивлений в токораспределении оказывается незначительной. В этом случае распределение токов определяется отношением

$$I_{2п}/I_{2р} \approx R_{2р}/R_{2п}, \qquad (4.61б)$$

т. е. ток начинает проходить в основном по рабочей клетке, где $R_{2р} < R_{2п}$. Таким образом, в рассматриваемом двигателе *ток в начальный момент пуска вытесняется в наружную*

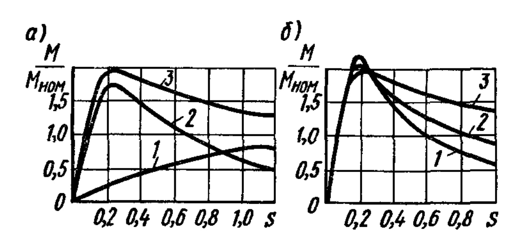


Рис. 4.33. Зависимости $M = f(s)$ асинхронных двигателей с различными конструктивными исполнениями ротора

пусковую клетку, создающую большой пусковой момент, а по окончании процесса пуска проходит по рабочей клетке с малым активным сопротивлением, вследствие чего двигатель работает с высоким КПД. Поэтому двигатели с повышенным пусковым моментом часто называют *двигателями с вытеснением тока.*

Зависимость $M = f(s)$ для двигателей с двойной беличьей клеткой можно построить, рассматривая действие пусковой и рабочей обмоток раздельно. Поскольку пусковая обмотка имеет повышенное сопротивление, максимум образуемого ею момента смещен в область больших скольжений (рис. 4.33, *а*, кривая *1*). Характеристика $M = f(s)$, создаваемая рабочей обмоткой (кривая *2*), имеет такую же форму, как и характеристика короткозамкнутого двигателя нормального исполнения; у нее максимум момента соответствует скольжению $s_{кр} = 0{,}1 \div 0{,}2$. Результирующую характеристику двигателя (кривая *3*) можно получить путем суммирования ординат кривых *1* и *2*. У двигателя с двойной беличьей клеткой пусковой момент значительно больше, чем у короткозамкнутого двигателя нормального исполнения. Кратность пускового момента этого двигателя $M_п/M_{ном} = 1{,}3 \div 1{,}7$, а кратность пускового тока $I_п/I_{ном} = 4 \div 6$.

Глубокопазный двигатель. Принцип действия этого двигателя основан также на явлении вытеснения тока. Беличья клетка выполнена из узких медных или алюминиевых стержней (рис. 4.34, *а*), заложенных в глубокие пазы ротора, высота которых в 6—12 раз больше ширины. Такие стержни можно рассматривать как проводники, разделенные на большое число слоев. Из рис. 4.34, *б* видно, что «нижние» слои проводников сцеплены с большей частью потока рассеяния $\Phi_{\sigma 2}$, чем «верхние», и имеют соответственно бóльшую индуктивность.

В начальный момент пуска при $s = 1$ частота изменения тока в роторе большая и распределение тока по параллельным слоям определяется в основном их индуктивным сопротивлением. Поэтому при пуске происходит вытеснение тока в

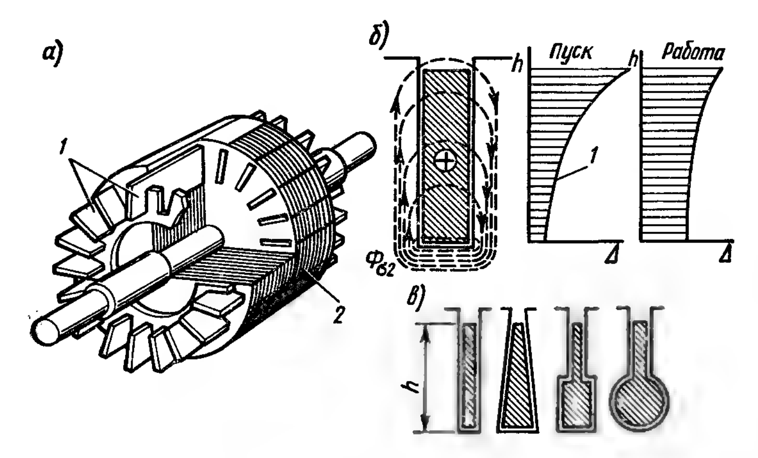


Рис. 4.34. Общий вид (*а*), разрез паза (*б*) ротора глубокопазного двигателя и разновидности пазов глубокопазных двигателей (*в*):
1 – стержни беличьей клетки; *2* – сердечник ротора

«верхние» слои (плотность тока Δ по высоте проводника распределяется согласно кривой *1*, рис. 4.34,*б*), что равносильно увеличению активного сопротивления стержня. В результате происходит повышение пускового момента двигателя. При $s \approx s_{ном}$ частота тока в роторе мала (например, при $f = 50$ Гц и $s \approx 0{,}02$, частота $f_2 \approx 1$ Гц) и соответственно меньше его индуктивное сопротивление. Вытеснения тока в этом случае не происходит; распределение его происходит приблизительно равномерно по высоте стержня (рис. 4.34,*б*, кривая *2*). При этом резко уменьшается активное сопротивление ротора и потери мощности $\Delta P_{эл2}$; одновременно увеличивается поток рассеяния $\Phi_{\sigma 2}$, а следовательно, и сопротивление X'_2.

Изменение параметров R'_2 и X'_2 глубокопазного двигателя в зависимости от скольжения приводит к тому, что характеристика $M = f(s)$ (см. рис. 4.33,*б*, кривая *2*) близка к соответствующей характеристике двигателя с двойной беличьей клеткой (кривая *3*). Здесь для сравнения показана характеристика $M = f(s)$ для двигателя с короткозамкнутым ротором нормального исполнения (кривая *1*). Существуют разновидности глубокопазных двигателей с трапецеидальной, двухступенчатой и колбообразной формой стержней (рис. 4.34,*в*).

Магнитный поток рассеяния ротора двигателя с повышенным пусковым моментом по сравнению с магнитным потоком рассеяния ротора двигателя нормального исполнения увеличен, а поэтому он имеет несколько уменьшенный $\cos \varphi_1$

при номинальном режиме и обладает пониженной перегрузочной способностью k_M.

Явление вытеснения тока при пуске и связанное с этим увеличение активного и уменьшение индуктивного сопротивлений встречается (в меньшей степени) и у двигателей с короткозамкнутым ротором нормального исполнения. Чтобы усилить эффект вытеснения тока в короткозамкнутых двигателях мощностью до 100 кВт, пазам ротора и стержням придают специальную, сильно вытянутую в радиальном направлении форму (см. рис. 4.4, *г*). В микродвигателях размеры пазов ротора обычно настолько малы, что использование эффекта вытеснения тока оказывается невозможным.

§ 4.12. РЕГУЛИРОВАНИЕ ЧАСТОТЫ ВРАЩЕНИЯ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ И ИЗМЕНЕНИЕ НАПРАВЛЕНИЯ ВРАЩЕНИЯ

Частота вращения асинхронного двигателя определяется формулой

$$n_2 = n_1 (1 - s) = 60 f_1 (1 - s)/p, \tag{4.62}$$

из которой следуют три принципиально возможных метода регулирования асинхронных двигателей — изменение частоты f_1 (частотное регулирование), числа полюсов $2p$ и скольжения s. Скольжение s обычно изменяют путем изменения потерь в цепи ротора с помощью реостата, но в некоторых случаях для этого изменяют величину питающего напряжения.

Частотное регулирование. Этот способ регулирования частоты вращения позволяет применять наиболее надежные и дешевые асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором. Однако для изменения частоты питающего напряжения требуется наличие источника электрического тока переменной частоты. В качестве последнего используют либо синхронные генераторы с переменной частотой вращения, либо преобразователи частоты — электромашинные или статические, выполненные на управляемых полупроводниковых вентилях (тиристорах).

В настоящее время преобразователи частоты имеют довольно сложную схему и сравнительно высокую стоимость. Однако быстрое развитие силовой полупроводниковой техники позволяет надеяться на дальнейшее совершенствование преобразователей частоты, что открывает перспективы для широкого применения частотного регулирования.

Подробное описание законов управления при частотном

регулирования и анализ работы асинхронного двигателя при питании от преобразователя частоты даны в § 4.13 и 4.14.

Регулирование путем изменения числа полюсов. Такое регулирование позволяет получить ступенчатое изменение частоты вращения. На рис. 4.35 показана простейшая схема (для одной фазы), позволяющая изменять число полюсов обмотки статора в два раза. Для этого каждую фазу обмотки статора разделяют на две части, которые переключают с последовательного соединения на параллельное. Из рисунка видно, что *при включении катушек 1-2 и 3-4 в две параллельные ветви число полюсов уменьшается в два раза, а следовательно, частота вращения магнитного поля увеличивается в два раза.*

При переключении число последовательно включенных витков в каждой фазе уменьшается вдвое, но, так как час вращения возрастает в два раза, ЭДС, индуцированная в остается неизменной. Следовательно, двигатель при частотах вращения может быть подключен к сети с оди вым напряжением. Чтобы не осуществлять переключе обмотке ротора, последнюю выполняют *короткозамкн* Если нужно иметь три или четыре частоты вращения, статоре располагают еще одну обмотку, при переклю которой можно получить дополнительно две частоты. Аси хронные двигатели с переключением числа полюсов называют *многоскоростными.*

На рис. 4.36 показаны наиболее часто употре схемы соединений обмотки статора с переключением полюсов в отношении 2 : 1. Схемы, приведенные на рис. 4. обеспечивают переключение при постоянном моменте, а приведенные на рис. 4.36, *в* и *г*, – при приблизительно п ной мощности.

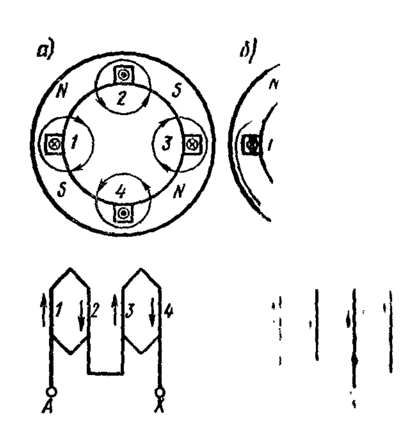


Рис. 4.35. Схема переключения одной фазы обмотки статора для изменения числа полюсов:
а – при $2p = 4$; *б* – при $2p = 2$

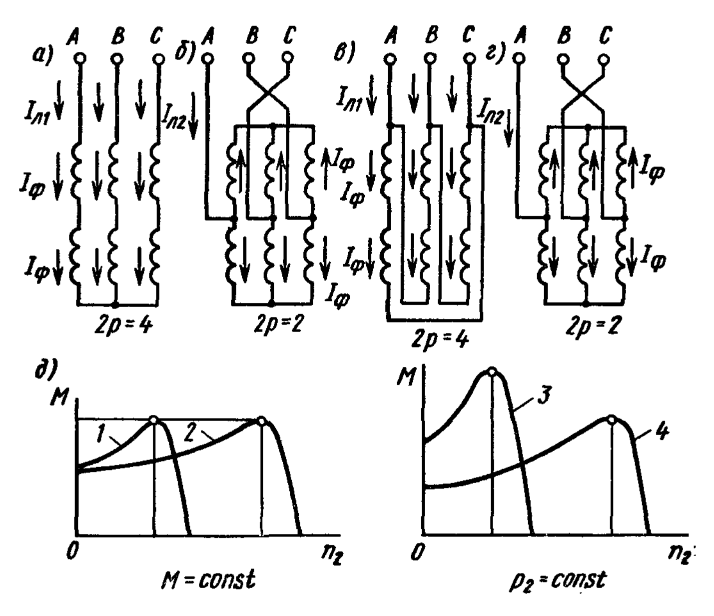


Рис. 4.36. Принципиальные схемы соединения обмотки статора с переключением числа полюсов в отношении 2 : 1 и механические характеристики двигателей при таком переключении

Рассмотрим отношение потребляемых мощностей P_1 и моментов M для рассматриваемых схем при упрощенном предположении, что линейное напряжение $U_л$, ток $I_ф$ в каждой полуобмотке фазы статора, КПД η и $\cos\varphi$ остаются неизменными. При этом для схем, изображенных на рис. 4.36, *а* и *б*, имеем

$$\left.\begin{aligned} \frac{P_{12}}{P_{11}} &= \frac{\sqrt{3}U_л I_{л2}\cos\varphi}{\sqrt{3}U_л I_{л1}\cos\varphi} = \frac{\sqrt{3}U_л 2I_ф\cos\varphi}{\sqrt{3}U_л I_ф\cos\varphi} = 2; \\ \frac{M_2}{M_1} &= \frac{P_{22}}{n_{22}}\cdot\frac{n_{21}}{P_{21}} = \frac{P_{12}}{n_{22}\eta}\cdot\frac{n_{21}\eta}{P_{11}} = 1. \end{aligned}\right\} \qquad (4.63)$$

Для схем, изображенных на рис. 4.36, *в* и *г*, имеем

$$\begin{aligned} \frac{P_{12}}{P_{11}} &= \frac{\sqrt{3}U_л I_{л2}\cos\varphi}{\sqrt{3}U_л I_{л1}\cos\varphi} = \frac{\sqrt{3}U_л 2I_ф\cos\varphi}{\sqrt{3}U_л \sqrt{3}I_ф\cos\varphi} \approx 1{,}15 \approx 1; \\ \frac{M_2}{M_1} &= \frac{P_{22}}{n_{22}}\cdot\frac{n_{21}}{P_{21}} = \frac{P_{12}}{n_{22}\eta}\cdot\frac{n_{21}\eta}{P_{11}} \approx 0{,}575 \approx 0{,}5. \end{aligned} \qquad (4.64)$$

В уравнениях (4.63) и (4.64) индексы «1» обозначают меньшую частоту вращения, а индексы «2» – большую частоту вращения.

При использовании схем, приведенных на рис. 4.36, *в* и *г*, обычно для обеих частот вращения указывают одинаковую мощность, т. е. принимают, что $P_{12} = P_{11}$ и $M_2 = 0{,}5M_1$. Механические характеристики двигателя при переключении полюсов двумя рассмотренными методами приведены на рис. 4.36, *д*, кривые *1* и *2* – при постоянном моменте, кривые *3* и *4* – при постоянной мощности.

Как видно из схем, приведенных на рис. 4.36, при переходе от меньшей частоты вращения к большей изменяется направление тока в половине полуобмоток фаз статора. Для того чтобы направление вращения поля при этом осталось неизменным, необходимо также переключить концы двух фаз обмотки (например, фазы *B* и *C*).

Многоскоростные двигатели имеют следующие недостатки: бо́льшие габариты и массу по сравнению с двигателями нормального исполнения, а следовательно, и бо́льшую стоимость. Кроме того, регулирование осуществляется большими ступенями; при частоте $f_1 = 50$ Гц частота вращения поля n_1 при переключениях изменяется в отношении 3000:1500:1000:750.

Регулирование путем включения реостата в цепь ротора. При включении в цепь ротора добавочных активных сопротивлений $R_{доб1}$, $R_{доб2}$, $R_{доб3}$ и других изменяется форма зависимости $M = f(s)$ и механической характеристики $n_2 = f(M)$ двигателя (рис. 4.37, *а*). При этом некоторому нагрузочному моменту $M_н$ соответствуют скольжения s_1, s_2, s_3, ..., большие, чем скольжения s_e, при работе двигателя на естественной

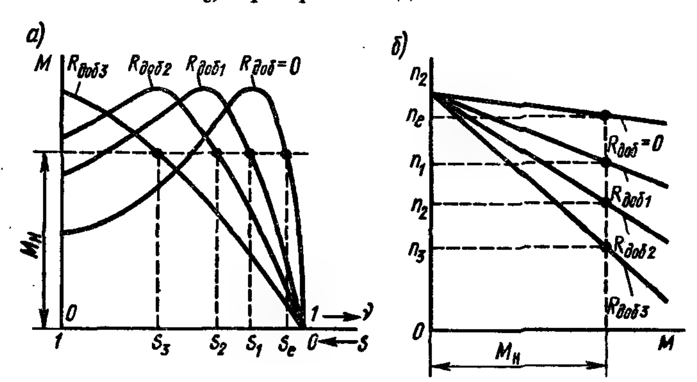


Рис. 4.37. Изменение формы механической характеристики при регулировании частоты вращения с помощью добавочного активного сопротивления

характеристике (при $R_{доб} = 0$). Следовательно, установившаяся частота вращения двигателя уменьшается от n_e до n_1, n_2, n_3,... (рис. 4.37, *б*).

Этот метод регулирования может быть использован только для двигателей с фазным ротором. Он позволяет плавно изменять частоту вращения в широких пределах. Недостатками его являются: а) большие потери энергии в регулировочном реостате; б) чрезмерно «мягкая» механическая характеристика двигателя при большом сопротивлении в цепи ротора. В некоторых случаях последнее является недопустимым, так как небольшому изменению нагрузочного момента соответствует существенное изменение частоты вращения.

Регулирование путем изменения величины питающего напряжения. Для двигателей нормального исполнения такое регулирование неприменимо, так как при уменьшении питающего напряжения резко уменьшается максимальный момент M_{max} (рис. 4.38, кривые *1*, *2* и *3*). Критическое скольжение, определяющее зону устойчивой работы двигателя, остается при этом неизменным: $s_{кр} = 0{,}1 \div 0{,}2$. Принципиально рассматриваемый метод можно было бы использовать для регулирования двигателей с большим активным сопротивлением ротора, так как в этом случае скольжение $s'_{кр}$ резко возрастает и максимум момента сдвигается в зону, близкую к $s = 1$ (кривые *1'*, *2'* и *3'*), и даже в область, где $s > 1$. Однако это ведет к значительному увеличению потерь мощности и снижению КПД, поэтому такой метод регулирования частоты вращения можно при-

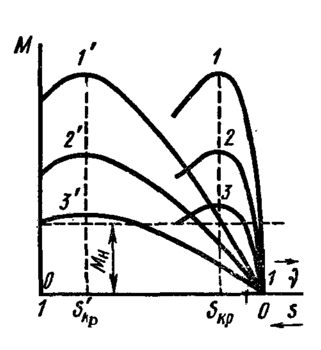


Рис. 4.38. Изменение формы механической характеристики при регулировании частоты вращения путем изменения питающего напряжения

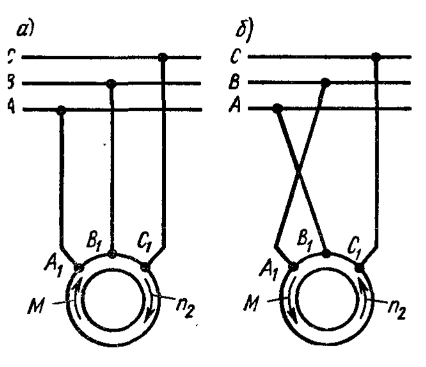


Рис. 4.39. Схемы включения двигателя при изменении направления вращения

менять только в микродвигателях, для которых величина КПД не имеет решающего значения.

Изменение направления вращения. Для изменения направления вращения ротора электродвигателя надо изменить направление вращения магнитного поля. Как следует из § 3.4, для этого необходимо изменить порядок чередования тока в фазах обмотки статора. В трехфазных машинах это осуществляется путем переключения двух любых проводов, подводящих ток из трехфазной сети к фазам этой обмотки (рис. 4.39, *а* и *б*).

§ 4.13. ЗАКОНЫ УПРАВЛЕНИЯ ПРИ ЧАСТОТНОМ РЕГУЛИРОВАНИИ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

Частотное регулирование обычно применяют в тех случаях, когда требуется изменять частоту вращения и электромагнитный момент в широких пределах. Такие условия имеются, например, в тяговых экипажах (автомобилях, тепловозах) с электрической трансмиссией. На рис. 4.40 приведена механическая характеристика тягового двигателя, требуемая для такого экипажа. На начальном участке механической характеристики, т. е. в период разгона экипажа от $n = 0$ до $n = n_{ном}$, необходимо поддерживать постоянный момент. Затем при изменении частоты от $n_{ном}$ до n_{max} нужно работать при постоянной мощности, т. е. постепенно уменьшать момент двигателя с возрастанием частоты вращения, выполняя условие $Mn = \text{const}$.

Чтобы получить требуемую характеристику двигателя, следует изменять не только частоту питающей сети, но и значение напряжения. Они должны иметь определенную зависимость, при которой обеспечивается устойчивая работа двигателя, не происходит чрезмерной нагрузки его по току и магнитному потоку и т. п. Выбранный закон управления необходимо реализовать посредством достаточно простого и надежного автоматического устройства.

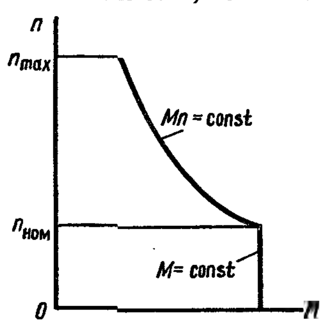


Рис. 4.40. Механическая характеристика электродвигателя для электрической трансмиссии тягового экипажа

Рассмотрим наиболее распространенные законы управления, применяемые при частотном регулировании.

Закон Костенко. Характеристики асинхронного двигателя при частотах питающего напряжения, отличных от номинальной, зависят от соотношения между напряжением сети U_1 и частотой f_1.

Зависимость максимального момента от напряжения и частоты выражается формулой (4.48). Подставляя в нее значение $\omega_1 = 2\pi f_1/p$, при $C_1 = 1$ получаем

$$M_{max} = \pm m_1 U_1^2/\{4\pi f_1 [\pm R_1 + \sqrt{R_1^2 + (X_1 + X_2')^2}]\}/p \qquad (4.65)$$

или, пренебрегая величиной R_1 в знаменателе, имеем

$$M_{max} \approx \pm \frac{m_1 U_1^2}{4\pi f_1 (X_1 + X_2')p} = \pm \frac{m_1 U_1^2}{8\pi f_1^2 (L_1 + L_2')p} = \pm \frac{CU_1^2}{f_1^2}, \qquad (4.65а)$$

где C — постоянная.

Из (4.65а) следует, что при изменении частоты f_1 изменяется максимальный момент, т. е. отношение максимального момента M_{max} к нагрузочному моменту $M_н$. Для устойчивости работы двигателя необходимо обеспечить достаточную перегрузочную способность $M_{max}/M_{ном} \geqslant 1{,}7 \div 2$. Следовательно, при частотном регулировании должно быть обеспечено условие

$$M_{max1}/M_{н1} = M_{max2}/M_{н2} = \text{const}, \qquad (4.66)$$

где индексы «1» и «2» относятся к различным частотам питающего напряжения, т. е. к различным частотам вращения.

Так как согласно (4.65а)

$$M_{max1}/M_{max2} = (U_{11}^2/U_{12}^2)(f_{12}^2/f_{11}^2), \qquad (4.66а)$$

то получаем основной закон частотного регулирования:

$$\boxed{U_{12}/U_{11} = (f_{12}/f_{11})\sqrt{M_{н2}/M_{н1}}.} \qquad (4.67)$$

При $M_{н1} = M_{н2} = \text{const}$ уравнение (4.67) принимает вид

$$U_{11}/f_{11} = U_{12}/f_{12} = \text{const}, \qquad (4.67а)$$

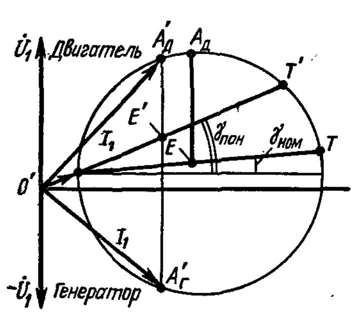


Рис. 4.41. Упрощенная круговая диаграмма при регулировании по условию $U_1/f_1 = \text{const}$ для различных значений частоты f_1

т. е. *питающее напряжение следует изменять прямо пропорционально его частоте.* При этом мощность двигателя увеличивается прямо пропорционально возрастанию частоты вращения.

Если требуется поддерживать режим постоянной мощности электродвигателя $P_2 = M_2\omega_2 = \text{const}$, то, так как частота вращения пропорциональна частоте f_1, получим условие

$$M_{\text{н}1}f_{11} = M_{\text{н}2}f_{12} = \text{const} \qquad (4.68)$$

или с учетом (4.67)

$$\boxed{U_{12}/U_{11} = \sqrt{f_{12}/f_{11}}.} \qquad (4.69)$$

Выведенные соотношения являются приближенными, так как не учитывают активного сопротивления обмотки статора R_1, входящего в формулу (4.65). Влияние этого сопротивления можно установить по упрощенной круговой диаграмме (рис. 4.41), диаметр которой при условии $U_1/f_1 = \text{const}$ остается неизменным. В этом случае при номинальной частоте $f_{1\text{ном}}$ линия моментов OT образует с диаметром окружности угол $\gamma_{\text{ном}}$, тангенс которого

$$\text{tg}\,\gamma_{\text{ном}} = R_1/(X_1 + X_2') = R_1/[2\pi f_{1\text{ном}}(L_1 + L_2')]. \qquad (4.70)$$

При пониженной частоте

$$\text{tg}\,\gamma_{\text{пон}} = R_1/[2\pi f_{1\text{пон}}(L_1 + L_2')] \qquad (4.70а)$$

и линия моментов OT' проходит значительно выше, что уменьшает максимальный момент (отрезок $\overline{A_{\text{д}}'E'} < \overline{A_{\text{д}}E}$). Увеличение частоты сверх $f_{1\text{ном}}$ мало влияет на максимальный момент, так как угол $\gamma_{\text{ном}}$ обычно мал.

На рис. 4.42 изображены зависимости величины электромагнитного момента в относительных единицах $M/M_{\text{ном}}$ от частоты ротора f_2 при различных значениях частоты питающего напряжения f_1, построенные для асинхронного двигателя мощностью 100 кВт при законе регулирования $U_1/f_1 = \text{const}$. В двигательном режиме максимальный момент существенно снижается при уменьшении частоты из-за возрастающего влияния падения напряжения в активном сопротивлении статора I_1R_1, что приводит к уменьшению ЭДС E_1 и магнитного потока двигателя. В генераторном режиме максимальный момент с понижением частоты возрастает, что объясняется обратным влиянием падения напряжения I_1R_1 (см. отрезок $\overline{A_{\text{г}}'E'}$ на рис. 4.41). При этом магнитный поток двигателя увеличивается. Такие характеристики в генераторном режиме нежелательны, так как при малых частотах резко возрастает электромагнитный момент, что может вызвать поломку вала машины.

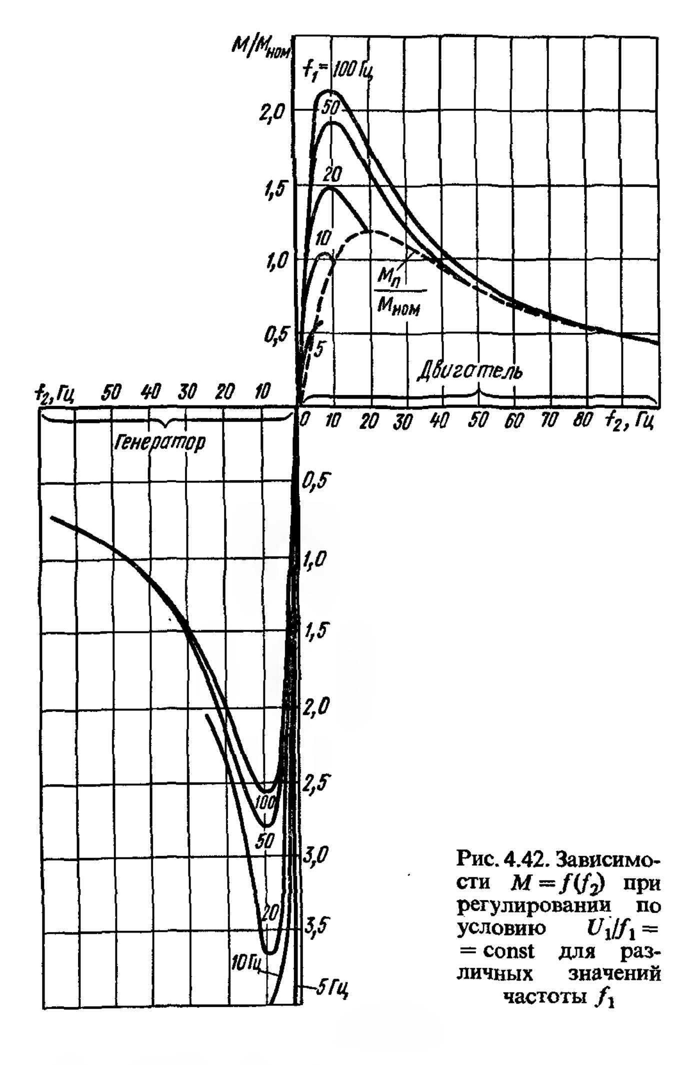


Рис. 4.42. Зависимости $M = f(f_2)$ при регулировании по условию $U_1/f_1 = \text{const}$ для различных значений частоты f_1

Закон управления при постоянстве магнитного потока. Более благоприятные характеристики двигатель имеет при регулировании по закону постоянства магнитного потока. Из формулы (4.29) следует, что электромагнитный момент асинхронного двигателя при заданной частоте f_2 тока в роторе пропорционален квадрату магнитного потока:

$$M = c_м \Phi_m I_2 \cos\psi_2 = c_м \Phi_m \frac{E_{2s} R_2}{R_2^2 + x_{2s}^2} =$$

$$= \frac{4{,}44 c_м w_2 k_{об2} f_2 R_2}{R_2^2 + (2\pi f_2 L_2)^2} \Phi_m^2. \quad (4.71)$$

Поэтому для поддержания максимального момента неизменным требуется иметь постоянный магнитный поток, т. е. при регулировании частоты f_1 должно соблюдаться условие $E_1/f_1 = \text{const}$. В этом случае значение момента определяется только частотой ротора f_2 и одинаково в двигательном и в тормозном режимах (рис. 4.43, *а*).

Для обеспечения неизменного магнитного потока питающее напряжение $\dot{U}_1$ должно изменяться так, чтобы выполнялось условие

$$(\dot{U}_1 - \dot{I}_1 R_1 - j\dot{I}_1 X_1)/f_1 = \text{const}. \quad (4.72)$$

Но так как ЭДС E_1 и реактивное сопротивление X_1 пропорциональны частоте f_1, а активное сопротивление R_1 от частоты не зависит, то напряжение U_1 должно изменяться по закону:

$$U_1 \approx a + bf_1, \quad (4.73)$$

где a и b — постоянные.

На рис. 4.43, *б* показаны графики изменения напряжения U_1 от частоты f_1, необходимые для обеспечения указанного закона

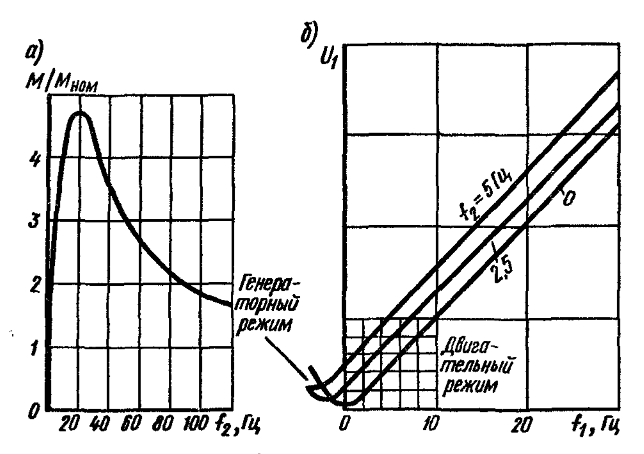


Рис. 4.43. Зависимости:
а — $M = f(f_2)$; *б* — $U_1 = f(f_1)$ при регулировании по условию $\Phi_m = \text{const}$

регулирования при заданных значениях частоты ротора f_2, т. е. электромагнитного момента. Получить такую зависимость в электромашинных преобразователях частоты и синхронных генераторах с переменной частотой вращения весьма трудно, так как в них ЭДС пропорциональна частоте. Более гибким является регулирование напряжения в статических преобразователях частоты, которые имеют также более высокий КПД и меньшую массу.

Принципиальные схемы системы регулирования. Структурная схема преобразователя частоты, питающегося от сети постоянного тока, содержит следующие основные элементы: входной фильтр *1* (рис. 4.44), служащий для уменьшения пульсаций тока в питающей сети; регулятор напряжения *2*, позволяющий изменять напряжение на асинхронном двигателе в соответствии с выбранным законом регулирования при изменении частоты; собственно преобразователь частоты *3* (инвертор), поочередно подключающий фазы обмотки статора двигателя *4* к шинам разной полярности.

Рассматриваемая структурная схема является типичной. Она позволяет наиболее четко представить все функциональные зависимости, которые существуют в преобразователе частоты: переключение фаз обмотки двигателя, регулирование напряжения и фильтрацию переменных составляющих тока, не допуская их попадания в питающую сеть. Часто в эту схему вводят различные изменения, например после регулятора напряжения *2* включают еще один фильтр; иногда функции преобразователя частоты и регулятора напряжения совмещают в одном устройстве и т. п.

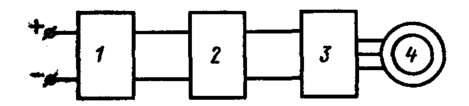


Рис. 4.44. Структурная схема преобразователя частоты, питающегося от сети постоянного тока

На рис. 4.45,*а* показана однофазная мостовая схема транзисторного инвертора (без регулятора напряжения и фильтра), применяемого в настоящее время для регулирования частоты вращения двигателей мощностью до 10 кВт. Транзисторы можно представить в виде идеальных ключей, поочередно попарно включающихся: при включении транзисторов *T1* и *T4* к началу фазы *AX* подают положительный потенциал, а к концу ее – отрицательный. После их выключения и включения транзисторов *T2* и *T3* к концу фазы *AX* подают положительный потенциал, а к началу – отрицательный. Таким образом, на фазу *AX* подается переменное напряжение *u* пря-

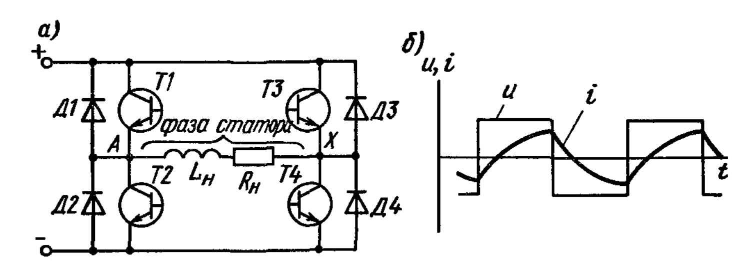


Рис. 4.45. Схема питания одной фазы асинхронного двигателя от транзисторного мостового инвертора (*а*) и графики изменения напряжения и тока фазы (*б*)

моугольной формы (рис. 4.45,*б*), основная гармоническая которого $u_1 = (4U \sin \omega t)/\pi$. Частота f_1 питающего напряжения определяется частотой переключения транзисторов. При активно-индуктивной нагрузке $R_н$-$L_н$, которую представляет фаза статора, ток в ней i отстает по фазе от напряжения (рис. 4.45,*б*). Для его замыкания в отрезки времени, когда напряжение изменяет свою полярность, служат обратные диоды *Д1 – Д4*. Например, после закрытия транзисторов *Т1* и *Т4* ток в нагрузке некоторое время проходит в прежнем направлении – от *А* к *Х*, замыкаясь через диоды *Д3*, *Д2* и через источник питания (во встречном направлении), пока не уменьшится до нуля.

Схема трехфазного мостового транзисторного инвертора показана на рис. 4.46. Благодаря поочередному включению транзисторов ток последовательно проходит по контурам обмоток *АВ-АС-ВС-ВА-СА-СВ-АВ*, благодаря чему в двигателе создается вращающееся магнитное поле. Достоинством трехфазной мостовой схемы преобразователя является то, что в кривых фазных токов отсутствуют третьи гармонические.

В ряде случаев регулирование напряжения осуществляется без установки специального регулятора – «внутренними» силами инвертора. Для этого выходное напряжение инвертора

Рис. 4.46. Схема питания трехфазного асинхронного двигателя от мостового транзисторного инвертора

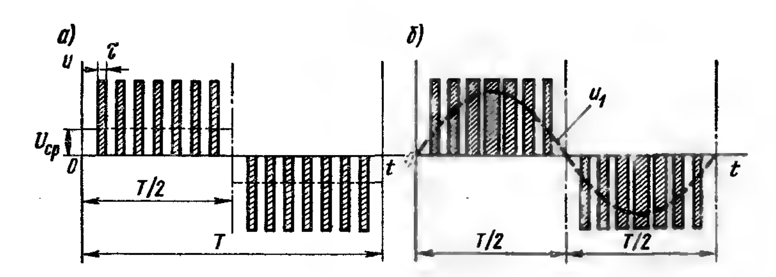


Рис. 4.47. Графики изменения напряжения, подаваемого на обмотку статора двигателя при широтно-импульсном регулировании (*а*) и при широтно-импульсной модуляции по синусоидальному закону (*б*)

модулируется высокочастотными сигналами (рис. 4.47, *а*), при которых кратковременные импульсы напряжения сменяются паузами. Среднее напряжение за полупериод получается равным

$$U_{ср} = U \sum \tau / 0{,}5T = \gamma U, \tag{4.74}$$

где $\sum \tau$ — сумма проводящих отрезков времени за полупериод $T/2$; $\gamma = \sum \tau / 0{,}5T$ — коэффициент заполнения.

Путем изменения соотношения между проводящими и непроводящими отрезками времени, т. е. изменения коэффициента заполнения, можно регулировать среднее значение выходного напряжения при неизменном значении входного напряжения. Рассмотренный метод регулирования называют *широтно-импульсным*.

При широтно-импульсном регулировании в мостовом инверторе (см. рис. 4.45, *а*) в течение одного полупериода один транзистор, подающий питание на фазу статора, включен все время (например, *Т2*), а другой — периодически с временами τ (в данном случае *Т3*). Во время пауз, т. е. когда транзистор *Т3* закрыт, ток через нагрузку замыкается по контуру: транзистор *Т2* — диод *Д4* — нагрузка, т. е. минуя источник тока, благодаря чему во время пауз напряжение равно нулю.

При широтно-импульсном методе регулирования напряжения влияние высших гармонических значительно сильнее (особенно при малых γ), чем при прямоугольной форме напряжения. Для их уменьшения увеличивают число импульсов в полупериоде, т. е. частоту модуляции $f_и$, делая ее не меньше чем в 12 раз выше частоты основной гармонической $f_м$ инвертора (машинной частоты).

При мощностях до сотен ватт это обстоятельство не создает заметных неудобств, так как частотные свойства тран-

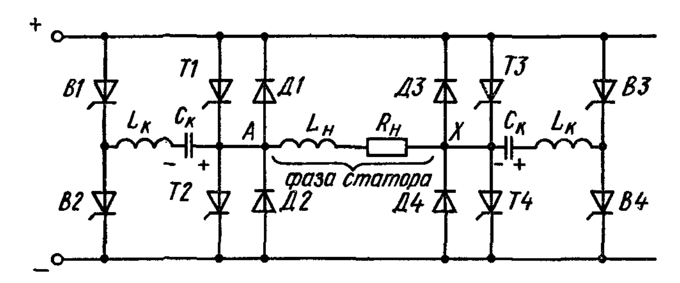


Рис. 4.48. Схема питания одной фазы асинхронного двигателя от инвертора напряжения на тиристорах

зисторов очень высокие. При мощностях более 10 кВт применяют не транзисторы, а более мощные вентили – тиристоры, частотные свойства которых значительно ниже, вследствие чего применение широтно-импульсного регулирования требует специальных тиристоров (с повышенными динамическими свойствами), так как необходимая частота импульсов составляет примерно 5000 – 10 000 Гц.

Некоторое улучшение спектрального состава выходного напряжения можно получить, применив широтно-импульсную модуляцию по синусоидальному закону (рис. 4.47, *б*), при которой ширина импульсов изменяется в течение полупериода; наибольшая ширина импульсов наблюдается в середине периода, а к началу и концу полупериода уменьшается.

На рис. 4.48 приведена схема одной фазы инвертора на тиристорах при использовании широтно-импульсной модуляции. Кроме главных тиристоров *Т1 – Т4* и соответствующих им обратных диодов *Д1 – Д4* фаза инвертора имеет еще два коммутирующих узла, состоящих из конденсатора $C_к$ и реактора $L_к$, которые служат для запирания тиристоров. Конденсаторы $C_к$ через вспомогательные тиристоры *В1 – В4* заряжаются от сети прежде, чем включаются главные тиристоры. Например, перед включением тиристоров *Т1* и *Т4* конденсаторы должны иметь полярность, показанную на рис. 4.48. По сигналу управления тиристоры *Т1* и *Т4* включаются и проводят ток какое-то время.

Для их запирания на вспомогательные тиристоры *В1* и *В4* подают импульсы управления и после включения этих тиристоров заряженные конденсаторы $C_к$ подключаются к тиристорам *Т1* и *Т4* так, что разрядный ток конденсатора направляется против тока тиристора. В связи с этим ток через тиристоры *Т1* и *Т4* прекращается, а конденсаторы продолжают разряжаться через нагрузку и обратные диоды до тех пор, пока напряжение

на них не изменит знак и оно станет равным напряжению питания (или несколько больше). После перезаряда конденсаторы оказываются подготовленными к запиранию тиристоров *T2* и *T3*. Для запирания тиристоров *T2* и *T3* (при широтно-импульсной модуляции) открывают вспомогательные тиристоры *B2* и *B3*. Приведенный пример показывает сложность выполнения инвертора на тиристорах, для которого кроме главных тиристоров требуются узлы запирания, состоящие из вспомогательных тиристоров, конденсаторов $C_к$ и реакторов $L_к$. Это увеличивает массу и стоимость инверторов и снижает их надежность.

Кроме того, в инверторах рассмотренного типа (инверторах напряжения) возможны очень большие пики тока при малых частотах вращения двигателя. Это объясняется тем, что минимальная длительность приложения напряжения τ_{min} довольно велика, так как она определяется временем перезаряда коммутирующего конденсатора. При малой частоте вращения двигателя ЭДС вращения в обмотке статора практически отсутствует и за период проводящего состояния инвертора ток в обмотке возрастает по закону:

$$i \approx \left[\frac{U}{(R_1 + R_2')}\right]\left(1 - e^{-\left(\frac{R_1 + R_2'}{L_1 + L_2'}\right)t}\right), \tag{4.75}$$

достигая максимума при $t = \tau$. В формуле (4.75) R_1 и R_2' – активные сопротивления обмоток двигателя, L_1 и L_2 – их индуктивности.

Используют и другой тип инвертора – *инвертор тока*, в котором не может возникать больших пиков токов, а коммутирующие устройства существенно упрощаются (рис. 4.49). На входе такого инвертора включают мощный реактор $L_{вх}$, вследствие чего ток в нем практически неизменен и равен току нагрузки ($i \approx I_н$). При включенном состоянии тиристоров *T1* и *T4* ток в нагрузке проходит от начала фазы к концу, а коммутирующий конденсатор $C_к$ заряжается с полярностью, показанной на схеме. Когда нужно изменить направление тока в

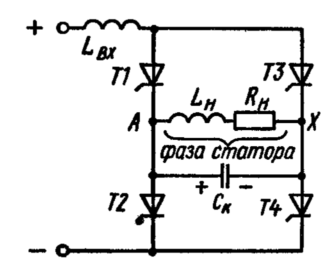


Рис. 4.49. Схема питания одной фазы асинхронного двигателя от инвертора тока

нагрузке, подают отпирающие импульсы управления на тиристоры *Т2* и *Т3*. При этом разрядный ток коммутирующего конденсатора ускоряет включение тиристоров *Т2* и *Т3* и способствует выключению тиристоров *Т1* и *Т4*. Затем конденсатор перезаряжается, изменяя свою полярность, и оказывается подготовленным к следующему циклу изменения тока в нагрузке. Недостатками инвертора тока являются наличие мощного реактора и необходимость иметь на входе регулятор напряжения.

При питании инвертора от сети переменного тока его можно выполнить без коммутирующих узлов (инвертор с непосредственной связью). Каждая фаза такого инвертора (рис. 4.50, *а*) связана с каждой фазой сети двумя тиристорами, включенными встречно-параллельно. Поэтому каждую фазу двигателя можно подключить к трехфазной сети в любом сочетании с другой фазой. На рис. 4.50, *б* показано образование из напряжения сети с периодом T_c выходного напряжения пониженной частоты с периодом $T_м$, которое подают на обмотку двигателя. Недостатком рассматриваемого инвертора является то, что его максимальная выходная частота меньше частоты сети практически в два-три раза. Поэтому подобные преобразователи частоты применяют только для питания мощных тихоходных асинхронных двигателей.

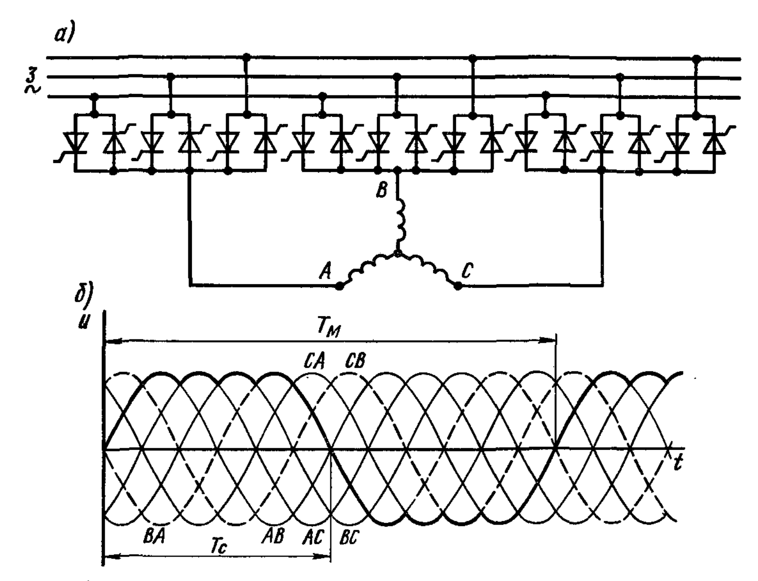


Рис. 4.50. Схема питания трехфазного асинхронного двигателя от преобразователя частоты с непосредственной связью с сетью переменного тока

Система управления преобразователя частоты. Система управления должна регулировать выходные напряжения и частоту преобразователя по требуемому закону. Как показано выше, очень распространенным является регулирование при постоянном магнитном потоке двигателя Ф и постоянной частоте ротора f_2, так как такой закон регулирования обеспечивает близкие к оптимальным условия работы двигателя во всем диапазоне частоты вращения при постоянном моменте нагрузки.

Для поддержания постоянного потока Ф при постоянной частоте ротора f_2 необходимо обеспечить, чтобы $\dot{I}_1 = \dot{I}_0 + (-\dot{I}'_2) \approx \text{const}$, так как постоянство $\Phi = \text{const}$ обусловливает неизменность намагничивающего тока $I_0 \approx I_\mu = \text{const}$, а постоянство $f_2 = \text{const}$ и, следовательно, $M = \text{const}$ – постоянство тока ротора I_2. Таким образом, для частотного регулирования асинхронного двигателя можно применить систему управления, структурная схема которой приведена на рис. 4.51, *а*. Преобразователь частоты *ПЧ* получает питание от источника постоянного тока *ИПТ* и подает трехфазное напряжение на статор асинхронного двигателя *AD*. Система автоматического регулирования должна устанавливать в преобразователе *ПЧ* такое выходное напряжение U_1 и частоту f_1, чтобы в статоре двигателя проходил заданный ток I_1, а ротор имел заданную частоту f_2. Для этого система должна иметь два канала управления, один из которых задает величину U_1 в соответствии с измеренным значением тока статора I_1, а второй – частоту f_2. В нее входят датчики *ДТ* и *ДЧ* тока I_1 и частоты $f_\text{р}$, пропорциональной частоте вращения ротора, и устройства, задающие сигналы уставки $I_{1\text{у}}$ и $f_{2\text{у}}$, пропорциональные требуемым значениям тока и частоты f_2. При этом частота $f_1 = f_{2\text{у}} + f_\text{р}$.

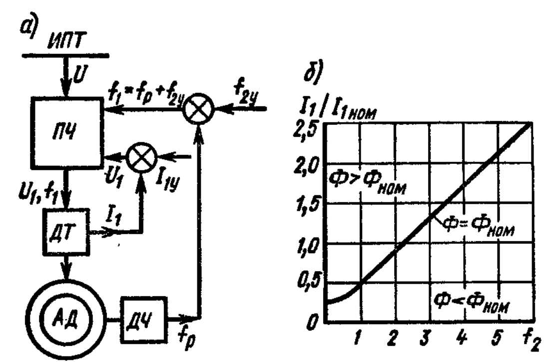


Рис. 4.51. Структурная схема системы управления асинхронным двигателем при частотном регулировании и зависимость $I_1 = f(f_2)$ при $\Phi_m = \text{const}$

На рис. 4.51, *б* показана зависимость тока статора от частоты тока в роторе при постоянном магнитном потоке $\Phi = \Phi_{ном}$, построенная для двигателя мощностью 100 кВт. Приведенная кривая соответствует оптимальному закону регулирования, так как при отклонении от нее в область бо́льших токов магнитный поток возрастает и в магнитной цепи возникает повышенное насыщение, а при отклонении от нее в область меньших токов магнитный поток уменьшается, что приводит к снижению электромагнитного момента и возрастанию электрических потерь. Естественно, что специфические условия эксплуатации привода могут внести существенные коррективы в указанный закон регулирования I_1 и f_2 (например, если двигатель длительно работает с моментами, меньшими номинального).

При повышенных частотах вращения по сравнению с номинальной, как правило, осуществляется закон регулирования при постоянной мощности согласно (4.69). Однако иногда приходится работать в режиме «ослабления поля», когда пропорционально частоте вращения n_2 изменяется частота питающего напряжения f_1, а первичное напряжение U_1 остается неизменным. При этом с повышением частоты f_1 уменьшаются магнитный поток и максимальный момент двигателя. Такой метод регулирования используют только в том случае, если максимальная частота вращения незначительно превышает номинальную: $n_{max} \leqslant 1{,}4 n_{ном}$. При этом снижение максимального момента не слишком велико, а система управления существенно упрощается.

§ 4.14. РАБОТА АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ ПРИ НЕСИНУСОИДАЛЬНОМ НАПРЯЖЕНИИ

В схемах частотного регулирования, когда асинхронный двигатель получает питание от статического преобразователя частоты, к обмоткам двигателя подводится несинусоидальное напряжение прямоугольной формы (см. рис. 4.45, *б*). Анализ особенностей работы асинхронного двигателя от несинусоидального напряжения обычно проводят, разлагая заданную форму кривой напряжения в гармонический ряд и исследуя отдельно действие каждой гармонической. При указанной форме подведенного к фазе напряжения гармонический ряд не содержит четных гармонических:

$$u = 4U\,[\sin \omega t + (1/3)\sin 3\omega t + (1/5)\sin 5\omega t + \ldots]/\pi. \quad (4.76)$$

Высшие гармонические питающего напряжения обусловливают появление высших гармонических тока и магнитного потока, вследствие чего возникают дополнительные потери в

обмотках и стали магнитопровода. Кроме того, наличие высших гармонических приводит к появлению вращающих и тормозящих моментов от взаимодействия токов и потоков одного порядка, а также колебательных моментов от взаимодействия между собой гармонических разных порядков.

Магнитное поле. Каждая гармоническая напряжения создает магнитное поле, вращающееся с частотой

$$n_{1\nu} = 60f_\nu/p = (60f_1/p)\,\nu = n_1\nu. \qquad (4.77)$$

Исключение составляют третья гармоническая и другие, кратные трем, которые создают пульсирующее поле, так как МДС указанных гармонических во всех трех обмотках статора совпадают по времени. Если преобразователь частоты обеспечивает сдвиг по фазе между первыми гармоническими напряжения трех фаз $\alpha_1 = 120°$, то для высших гармонических этот сдвиг $\alpha_\nu = 120°\nu$. Однако для третьей гармонической $\alpha_3 = 360°$, что равносильно отсутствию сдвига по фазе. Различие в сдвигах по фазе приводит к тому, что направления вращения магнитных полей, созданных высшими гармоническими тока, различны, так как у них различно чередование максимума токов в фазах. Например, для пятой гармонической $\alpha_5 = 120° \cdot 5 = 600° = 2 \cdot 360° - 120°$, т. е. чередование максимумов тока в фазах является обратным по сравнению с чередованием токов первой гармонической. Следовательно, пятая гармоническая магнитного потока вращается в сторону, противоположную направлению вращения основного магнитного поля (поля первой гармонической). Для седьмой гармонической $\alpha_7 = 120° \cdot 7 = 840° = 2 \cdot 360° + 120°$ чередование максимумов тока, а следовательно, и направление вращения поля совпадают с первой гармонической.

В табл. 4.1 приведены данные для магнитных полей высших гармоник, вычисленные до 25-й гармоники включительно.

Таблица 4.1

Номер гармонической	Амплитуда	Направление вращения	Скольжение S_ν при $S_1 = 0$	Номер гармонической	Амплитуда	Направление вращения	Скольжение S_ν при $S_1 = 0$
1	1	+	0	15	0,066	0	—
3	0,333	0	—	17	0,059	—	1,06
5	0,200	—	1,20	19	0,052	+	0,95
7	0,143	+	0,86	21	0,047	0	—
9	0,111	0	—	23	0,043	—	1,04
11	0,091	—	1,09	25	0,040	+	0,96
13	0,077	+	0,92				

Знаком «+» показано совпадение направления вращения поля высшей гармонической с первой, знаком «–» – обратное направление вращения, знаком «0» – неподвижное поле (для третьей гармонической и гармонических, кратных трем).

Наиболее опасной является третья гармоническая напряжения, так как она имеет максимальную амплитуду и сравнительно небольшую частоту. Поэтому во всех устройствах частотного регулирования необходимо устранение третьей гармонической тока путем применения специальных реакторов или соединения обмоток двигателя по схеме Y, что исключает прохождение совпадающих во времени третьих гармонических тока.

Схема замещения. Расчет действия высших гармонических (с 5-й и выше, кроме кратных трем) целесообразно проводить по схеме замещения асинхронного двигателя (рис. 4.52). Скольжение для высших гармонических можно определить по формуле

$$s_\nu = (n_\nu \pm n_2)/n_\nu = [(\nu n_1 \pm n_1 (1 - s_1)]/\nu n_1 = [\nu \pm (1 - s_1)]/\nu. \quad (4.78)$$

Поскольку при номинальном режиме работы скольжение для первой гармонической невелико ($s_{1ном} = 0{,}02 \div 0{,}05$), приближенное значение s_ν (при $s_1 = 0$):

$$s_\nu \approx (\nu \pm 1)/\nu = 1 \pm 1/\nu. \quad (4.78\,а)$$

Очевидно, что знак «+» в формуле (4.78 а) соответствует отрицательному направлению поля высшей гармонической. Значения s_ν, подсчитанные по формуле (4.78 а), приведены в табл. 4.2. Данные таблицы показывают, что в первом приближении скольжение для высших гармонических может быть принято равным единице.

Индуктивные сопротивления $X_{\nu 1}$ и $X'_{\nu 2}$, обусловленные потоками рассеяния, пропорциональны частоте и берутся кратными номеру гармонической

$$X_{\nu 1} = \nu X_1; \; X'_{\nu 2} = \nu X'_2. \quad (4.79)$$

Активные сопротивления в машинах небольшой мощности не зависят от частоты:

$$R_{\nu 1} = R_1; \; R'_{\nu 2} = R'_2. \quad (4.80)$$

Как показывает практика, в машинах средней и большой мощности при высоких частотах происходит довольно интенсивное вытеснение тока, вследствие чего активные сопротивления увеличиваются с возрастанием частоты и их можно определять по формулам, аналогичным для индуктивных сопротивлений:

$$R_{\nu 1} = \nu R_1; \; R'_{\nu 2} = \nu R'_2. \quad (4.80\,а)$$

При расчетах высших гармонических токов намагничивающим контуром схемы замещения можно пренебречь в связи с малостью амплитуд напряжений и повышенной частотой. Поэтому ток в рабочем контуре схемы замещения для машин средней и большой мощности

$$I_\nu = U_\nu/[\nu\sqrt{(R_1 + R_2')^2 + (X_1 + X_2')^2}]. \qquad (4.81)$$

Электрические потери в обмотках от токов высших гармонических. Эти потери определяются по схеме замещения (рис. 4.52). Для крупных электрических машин

$$\Delta P_{\text{эл}\nu} = m_1 I_\nu^2 (R_{\nu 1} + R'_{\nu 2}) = \frac{m_1 U_\nu^2 (R_{\nu 1} + R'_{\nu 2})}{(R_{\nu 1} + R'_{\nu 2})^2 + (X_{\nu 1} + X'_{\nu 2})^2} =$$

$$= \frac{m_1 U_1^2 \nu (R_1 + R_2')/\nu^2}{\nu^2 [(R_1 + R_2')^2 + (X_1 + X_2')^2]} = \frac{m_1 U_1^2 (R_1 + R_2')}{\nu^3 [(R_1 + R_2')^2 + (X_1 + X_2')^2]} =$$

$$= \frac{P_\text{к}}{\nu^3},$$

где $P_\text{к} = m_1 U_1^2 (R_1 + R_2')/[(R_1 + R_2')^2 + (X_1 + X_2')^2]$ – электрические потери в обмотках двигателя в режиме короткого замыкания при номинальном синусоидальном напряжении.

Электрические потери в обмотках двигателя при коротком замыкании $P_\text{к}$ больше электрических потерь $\Delta P_{\text{эл.ном}}$ при номинальном режиме и номинальном синусоидальном напряжении:

$$P_\text{к}/\Delta P_{\text{эл.ном}} = (I_\text{п}/I_\text{ном})^2 = k_\text{п}^2,$$

где $k_\text{п} = (I_\text{п}/I_\text{ном})$ – отношение пускового тока к номинальному; для машин, работающих при синусоидальном напряжении, $k_\text{п} = 5 \div 7$, а для машин, работающих при прямоугольном напряжении, $k_\text{п} = 3 \div 5$.

Поэтому

$$\Delta P_{\text{эл}\nu} = k_\text{п}^2 \Delta P_{\text{эл.ном}}/\nu^3. \qquad (4.82)$$

Коэффициент увеличения электрических потерь в двигателе при питании его напряжением прямоугольной формы

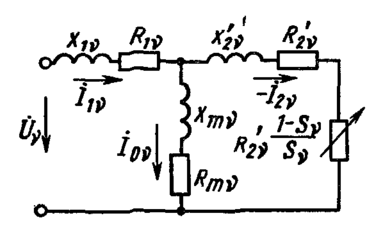


Рис. 4.52. Упрощенная схема замещения асинхронного двигателя при питании его несинусоидальным напряжением

$$k_{эл} = \frac{\Delta P_{эл.ном} + \sum_{\nu=5}^{\nu=\infty} \Delta P_{эл\nu}}{\Delta P_{эл.ном}} = 1 + k_п^2\left(\frac{1}{5^3} + \frac{1}{7^3} + \frac{1}{11^3} + \frac{1}{13^3} + \ldots\right).$$

При $k_п = 3 \div 5$ этот коэффициент

$$k_{эл} \approx 1 + k_п^2/80 \approx 1{,}11 \div 1{,}30. \qquad (4.83\,а)$$

Следовательно, *в крупных машинах увеличение электрических потерь может быть довольно существенным* и примерно равноценным возрастанию тока на 5 – 15 %. Чтобы уменьшить электрические потери, крупные машины, работающие при несинусоидальном напряжении, обычно выполняют на пониженную кратность пускового тока $k_п = 3 \div 5$, т. е. с увеличенными значениями индуктивных сопротивлений X_1 и X_2. Это, в свою очередь, приводит к снижению перегрузочной способности двигателя. В машинах небольшой мощности электрические потери в обмотках возрастают в меньшей степени, так как у них активное сопротивление из-за вытеснения тока увеличивается незначительно. Аналогично предыдущему для них

$$k_{эл} \approx 1 + k_п^2/500 \approx 1{,}02 \div 1{,}05. \qquad (4.83\,б)$$

Магнитные потери в стали от высших гармонических. Обычно магнитные потери невелики, так как амплитуды высших гармонических магнитного потока малы. Поскольку для высших гармонических машина находится в режиме короткого замыкания, приближенно можно принять, что ЭДС статора $E_\nu \approx 0{,}5U_\nu$. Относительное значение потока

$$\Phi_{\nu m}/\Phi_{1m} \approx E_\nu f_1/(U_1 f_\nu) \approx 0{,}5\,(U_\nu/U_1)(f_1/f_\nu). \qquad (4.84)$$

При прямоугольной форме напряжения

$$\Phi_{\nu m}/\Phi_{1m} = 0{,}5/\nu^2. \qquad (4.84\,а)$$

В первом приближении магнитные потери в стали можно определить по соотношению

$$\frac{\Delta P_{м\nu}}{\Delta P_{м1}} \approx \left(\frac{\Phi_{\nu m}}{\Phi_{1m}}\right)^2 \left(\frac{f_\nu}{f_1}\right)^{1,5} \approx \frac{0{,}25}{\nu^4}\nu^{1,5} = \frac{0{,}25}{\nu^2\sqrt{\nu}}. \qquad (4.85)$$

Магнитные потери в стали от пятой гармонической составляют около 0,5 % от основных потерь, от седьмой гармонической – 0,19 % и т. п. Суммарные потери в стали от высших гармонических, определенные по формуле (4.85), не превышают 0,7 %. Формула (4.85) не является точной, так как магнитные потери $\Delta P_{м\nu}$ от высших гармонических возникают из-за перемагничивания стали по частичному циклу и имеют примерно

в два раза большую величину, чем по формуле; однако это не изменяет вывода о незначительном увеличении потерь в стали.

Вращающие и тормозящие моменты от высших гармонических. Эти моменты рассчитывают так же, как электромагнитный момент от основной гармонической:

$$M_\nu = c_м \Phi_{\nu m} I_{2\nu} \cos \psi_{2\nu}, \qquad (4.86)$$

или

$$M_\nu = m_1 I'^2_{2\nu} R'_{2\nu}/(\omega_\nu s_\nu), \qquad (4.87)$$

где ω_ν – угловая скорость магнитного поля данной гармонической; s_ν – скольжение для поля данной гармонической.

Направление момента определяется направлением вращения поля высшей гармонической относительно основного поля – при совпадении направлений этих полей момент вращающий, при несовпадении – тормозной. Из табл. 4.1 видно, что вращающим моментам соответствует $s < 1$; тормозным – $s > 1$.

Для упрощенной оценки моментов можно положить электрические потери в роторе равными потерям в статоре:

$$\Delta P_{эл\nu 2} \approx 0{,}5\, \Delta P_{эл\nu} \approx 0{,}5 k_п^2\, \Delta P_{эл.ном}/\nu^3 \approx 0{,}5 P_к/\nu^3. \qquad (4.88)$$

Считая, как и прежде, для высших гармонических $s_\nu \approx 1$ и $\omega_\nu \approx \omega_1 \nu$, получаем

$$M_\nu = \Delta P_{эл\nu 2}/(\omega_\nu s_\nu) \approx P_к/(2\nu^3 \omega_1 \nu \cdot 1) \approx P_к/(\nu^4 \cdot 2\omega_1) \approx M_п/\nu^4, \qquad (4.89)$$

где $M_п \approx 0{,}5 P_к/\omega_1$ – пусковой момент от основной гармонической напряжения при тех же условиях (электрические потери в роторе и в статоре одинаковы).

Обычно пусковой момент двигателей с короткозамкнутым ротором $M_п \approx M_{ном}$. Следовательно, моменты от высших гармонических весьма незначительны, например от пятой гармонической момент M_ν менее 0,2 % от $M_п$ и т. п.:

Номер гармонической . . .	1	5	7	11	13	17
$M_\nu/M_п$ . . .	+1	$-1{,}6 \cdot 10^{-3}$	$+0{,}4 \cdot 10^{-3}$	$-0{,}07 \cdot 10^{-3}$	$+0{,}035 \cdot 10^{-3}$	$-0{,}012 \cdot 10^{-3}$

В малых машинах, где эффект от вытеснения тока невелик, моменты еще меньше:

$$M_\nu/M_п \approx 1/[\nu^4 \div \nu^5], \qquad (4.90)$$

т. е. меньшим машинам соответствуют меньшие значения $M_\nu/M_п$.

Колебательные моменты. В результате взаимодействия токов одних частот с потоками других возникают знакопеременные моменты, частота которых значительно выше основной частоты,

а среднее значение равно нулю. Общее количество колебательных моментов очень велико, так как взаимодействие возникает между всеми гармоническими. Однако колебательные моменты, возникающие от взаимодействия высших гармонических между собой, имеют тот же порядок, что и рассмотренные выше вращающие моменты, т. е. пренебрежимо малы. Практически могут иметь значение лишь колебательные моменты, образуемые взаимодействием высших гармонических тока ротора с магнитным потоком основной гармонической. Мгновенное значение такого колебательного момента

$$m_{\text{кv.1}} = 2c_M\Phi_{1m}I_{2\nu}\cos\left[(\nu \pm 1)\,\omega t - \psi_\nu\right]. \qquad (4.91)$$

Знаки «+», «−» в скобках аргумента зависят от того, совпадает направление вращения волны МДС высшей гармонической с направлением вращения основной гармонической или нет. Например, пятая гармоническая МДС имеет отрицательное направление (см. табл. 4.2); следовательно, частота ее относительно МДС первой гармонической: $n_{5,1} = n_1 - (-n_5) = n_1 - (-5n_1) = 6n_1$. Для седьмой гармонической оба направления вращения совпадают: $n_{7,1} = n_1 - n_7 = n_1 - 7n_1 = -6n_1$. Таким образом, колебательные моменты, создаваемые парой соседних гармонических тока ротора с первой гармонической потока, имеют одну и ту же частоту (в данном случае $6n_1$), но противоположны по знаку.

Обычно достаточно бывает рассмотреть две пары колебательных моментов: моменты от пятой и седьмой гармонических и моменты от одиннадцатой и тринадцатой гармонических. Амплитудное значение колебательных моментов соответствующих пар

$$M_{\text{кmax}} = M_{\nu\max} - M_{(\nu+2)\max} = c_M\Phi_{1m}2\left(I_{2\nu} - I_{2(\nu+2)}\right). \qquad (4.92)$$

Поскольку момент от основной гармонической

$$M_1 = c_M\Phi_{1m}I_{21}\cos\psi_{21}, \qquad (4.93)$$

получаем

$$M_{\text{кmax}}/M_1 = 2\left(I_{2\nu} - I_{2(\nu+2)}\right)/\left(I_{21}\cos\psi_{21}\right). \qquad (4.94)$$

Для крупных электрических машин согласно (4.81)

$$I_\nu \approx \frac{U_\nu}{\nu\sqrt{(R_1 + R_2')^2 + (X_1 + X_2')^2}} \approx$$

$$\approx \frac{U_1}{\sqrt{(R_1 + R_2')^2 + (X_1 + X_2')^2}}\cdot\frac{U_\nu}{\nu U_1} \approx \frac{I_\text{к}}{\nu}\cdot\frac{U_\nu}{U_1}, \qquad (4.95)$$

где $I_к$ — ток короткого замыкания двигателя при синусоидальном питающем напряжении.

Полагая при номинальном режиме $\cos\psi_{21ном} \approx 1{,}0$ и $I_{21ном} \approx \approx I_к/k_п$, получаем

$$\frac{M_{кmax}}{M_{1ном}} \approx 2k_п \{U_\nu/(\nu U_1) - U_{\nu+2}/[(\nu+2)U_1]\}.$$

При прямоугольной форме питающего напряжения

$$\frac{M_{кmax}}{M_{1ном}} = 2k_п [1/\nu^2 - 1/(\nu+2)^2].$$

Значения амплитуд колебательных моментов, вычисленные по формуле (4.94) при $k_п = 3 \div 5$, составляют 7—12% от $M_{1ном}$ для момента, изменяющегося с частотой $6\omega_1$ (от пятой и седьмой гармонических), и 0,8—1,5% для момента, изменяющегося с частотой $12\omega_1$ (от одиннадцатой и тринадцатой гармонических).

Амплитуда колебательных моментов не зависит от значения нагрузки. Поэтому *при небольшой нагрузке в режиме, близком к холостому ходу, амплитуда колебательных моментов может превышать основной электромагнитный момент двигателя.* Это явление может вызвать неравномерность вращения ротора, особенно заметное при малых частотах, когда периоды изменения колебательного момента достаточно велики.

§ 4.15. АСИНХРОННЫЕ КАСКАДЫ

Регулирование частоты вращения асинхронного двигателя с фазным ротором путем включения реостата в цепь ротора сопровождается потерей энергии в реостате, что может существенно снизить энергетические показатели электропривода. Однако имеется возможность регулировать частоту вращения таких двигателей без потерь энергии в реостате. Для этого электрическую энергию, выделяющуюся в цепи ротора при скольжении (энергию скольжения), посредством преобразовательной установки передают обратно в питающую сеть переменного тока или к вспомогательному двигателю, который сообщает дополнительную механическую энергию валу основного асинхронного двигателя. Сочетание асинхронного двигателя с преобразовательной установкой или с преобразовательной установкой и вспомогательным двигателем называют *асинхронным каскадом*. В настоящее время в асинхронных каскадах применяют главным образом полупроводниковые преобразователи, поэтому их часто называют *вентильными каскадами*.

Схемы асинхронных каскадов. На рис. 4.53 показана электрическая схема вентильного каскада, в котором к ротору асинхронного двигателя *2* подключены два полупроводниковых преобразователя — *3* и *4*. Рассматриваемая схема позволяет регулировать частоту вращения электродвигателя вниз и вверх от синхронной частоты вращения ($s = 0$). При $s > 0$ преобразователь *4* работает в выпрямительном режиме, а преобразователь *3* — в инверторном. При этом электрическая мощность скольжения P_s от ротора асинхронного двигателя передается через преобразователь *4* на преобразователь *3*, который преобразует постоянный ток в переменный и возвращает энергию скольжения в питающую сеть. При регулировании вверх от синхронной частоты ($s < 0$) к ротору асинхронного двигателя через преобразователи *3* и *4* подается из сети дополнительная электрическая энергия; при этом двигатель начинает работать с частотой выше синхронной. Частота в рассматриваемом каскаде регулируется путем изменения режима работы преобразователя *3*, т. е. изменения его входного сопротивления. Выходная мощность P_2 двигателя передается рабочей машине *1*. При этом, пренебрегая потерями в двигателе и принимая $P_{эм} \approx P_1$, получаем, что мощность, передаваемая рабочей машине,

$$P_2 \approx P_{мех} \approx P_{эм}(1 - s) \approx P_1(1 - s),$$

а развиваемый на ее валу вращающий момент при $P_1 = P_{ном} = \text{const}$

$$M \approx P_2/\omega_2 = P_1(1 - s)/[\omega_1(1 - s)] = \text{const}. \qquad (4.96)$$

В настоящее время асинхронные каскады используют главным образом в электроприводах с двигателями большой мощности при широком диапазоне регулирования частоты вращения.

Находят применение также каскадные схемы (рис. 4.54), в которых энергия скольжения через выпрямитель подводится к двигателю постоянного тока.

В схеме электрического каскада (рис. 4.54, *а*) двигатель постоянного тока *4*, получающий от асинхронного двигателя *2* через выпрямитель *5* энергию скольжения P_s, вращает генератор переменного тока *3*, который возвращает эту энергию в сеть.

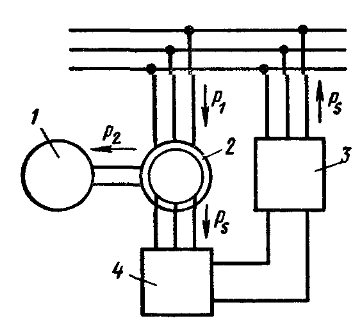


Рис. 4.53. Схема вентильного асинхронного каскада

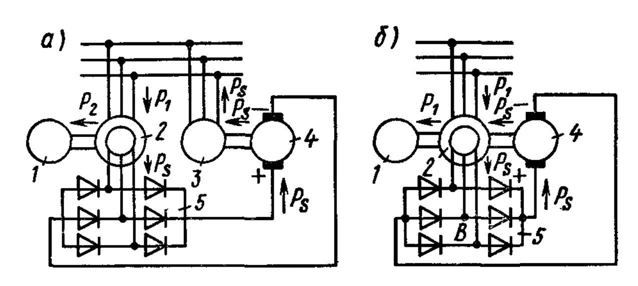


Рис. 4.54. Схемы электрического и электромеханического каскадов асинхронного двигателя с машиной постоянного тока

Эта схема принципиально тождественна схеме (см. рис. 4.53), но применяемое электрооборудование имеет бóльшую массу и уменьшенный КПД из-за использования вращающихся машин. Рабочей машине *1* при принятых выше идеализированных условиях передается мощность $P_2 \approx P_1(1 - s)$ при постоянном моменте.

В схеме электромеханического каскада (рис. 4.54, *б*) двигатель постоянного тока *4* жестко соединен с валом асинхронного двигателя *2* и поэтому энергия скольжения преобразуется в механическую. К рабочей машине *1* подается мощность

$$P_2 + P_s \approx (1 - s)P_1 + P_1 s \approx P_1, \tag{4.97}$$

которая при $P_1 = \text{const}$ остается постоянной на всех частотах.

Недостатком каскадных схем с двигателями постоянного тока является относительно высокая стоимость коллекторных двигателей и сложность их эксплуатации.

Каскадный двигатель. В ряде случаев условия эксплуатации не позволяют иметь не только коллекторные машины, но и двигатели с контактными кольцами (например, двигатели насосов артезианских скважин, нефтепроводов и т. п.). В этих случаях можно применять каскадный двигатель (рис. 4.55, *а*), представляющий комбинацию двух двигателей с фазными роторами, которые насажены на один вал и имеют общий корпус. Питание к каскадному двигателю подводится через первый статор *4*. Обмотки роторов *1* и *2* соединены между собой с перекрещиванием фаз, вследствие чего МДС роторов вращаются в противоположные стороны. Второй статор *3* подключают к выпрямителю *6* и инвертору *7*, отдающим энергию скольжения P_s в сеть переменного тока. Вал двигателя соединяют с рабочей машиной *5*.

В простейшем случае (рис. 4.55, *б*) в обмотку второго статора *3* можно включить трехфазный реостат *8*. При этом механические

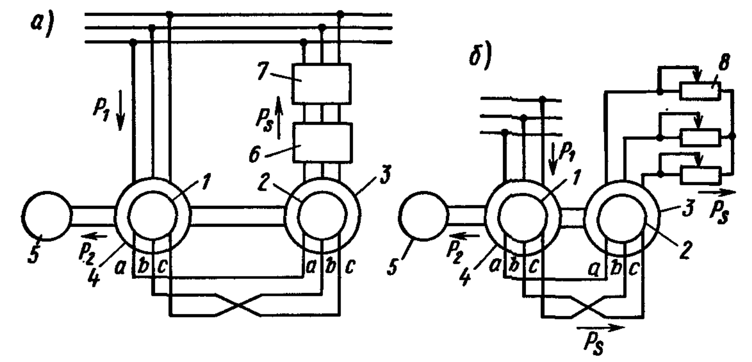


Рис. 4.55. Схемы каскадного двигателя с вентильным каскадом (*а*) и реостатом в цепи второго статора (*б*)

характеристики бесконтактного каскадного двигателя аналогичны характеристикам асинхронного двигателя с фазным ротором.

Электромагнитный момент каскадного двигателя определяется активной составляющей тока ротора, которая практически равна активной составляющей тока второго статора. Сила этого тока, как и в любом асинхронном двигателе, определяется скольжением s_2 поля Φ_{22} второго ротора *2* относительно второго статора *3*. Поскольку МДС и поле Φ_{22} второго ротора вращаются в сторону, обратную направлению вращения роторов *1* и *2* (рис. 4.56, *а* и *б*), скольжение s_2 определяется частотой их взаимного пересечения

$$s_2 = (n_{F2} - n_2)/n_{F2}, \tag{4.98}$$

где $n_{F2} = 60f_2/p = 60f_1s_1/p = n_1s_1$ – частота вращения МДС второго ротора *2* (f_1 и f_2 – частоты изменения тока соответственно в первом статоре *4* и роторе *1*); n_1 и s_1 – частоты вращения поля Φ_{11} первого статора *4* и скольжение ротора *1* относительно этого поля.

Учитывая, что частота вращения ротора $n_2 = n_1(1 - s)$, получаем

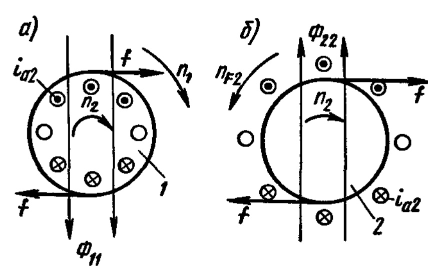


Рис. 4.56. Схемы образования электромагнитного момента в каскадном двигателе:

а – в первом двигателе при $n_2 < n_1$, *б* – во втором двигателе при $n_2 < n_{F_2}$

$$s_2 = (n_{F2} - n_2)/n_{F2} = [n_1 s_1 - n_1 (1 - s_1)]/(n_1 s_1) = (2s_1 - 1)/s_1. \quad (4.98\text{ а})$$

При $s_1 < 0{,}5$ скольжение s_2 является положительным и электромагнитный момент, действующий на роторы *1* и *2*, совпадает с направлением вращения. Скольжению $s_1 = 0{,}5$ соответствует $s_2 = 0$, т. е. через ротор проходит только намагничивающий ток и момент близок к нулю. При $s_1 > 0{,}5$; $s_2 < 0$ и фаза активной составляющей тока изменяется: машина переходит в генераторный режим, а электромагнитный момент становится тормозящим. При замкнутых накоротко обмотках статора *3* механическая характеристика сходна с характеристикой обычного асинхронного двигателя, только переход в генераторный режим происходит при частоте, равной $0{,}5n_1$ (рис. 4.57). Включение реостата в цепь статора *3* изменяет механические характеристики так же, как характеристики асинхронного двигателя с фазным ротором.

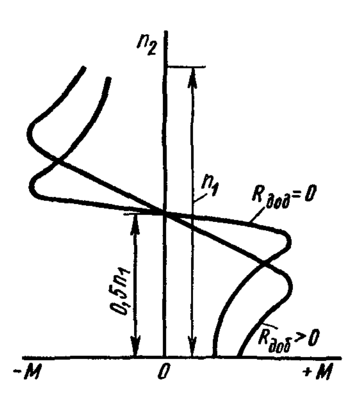


Рис. 4.57. Механические характеристики каскадного двигателя

Каскадные схемы асинхронных двигателей позволяют получить регулирование n_2 без преобразователей частоты тока, т. е. сравнительно более простыми средствами. *Главным недостатком всех каскадных схем является увеличение потерь в двигателе*, в связи с чем увеличивают его габаритные размеры. Поэтому применение каскадных схем можно считать рациональным только на современном этапе, пока преобразователи частоты сравнительно дороги и имеют недостаточно высокую надежность.

§ 4.16. ГЕНЕРАТОРНЫЙ РЕЖИМ И РЕЖИМЫ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО И ДИНАМИЧЕСКОГО ТОРМОЖЕНИЯ

Асинхронная машина, статор которой подключен к трехфазной сети переменного тока, может работать не только в двигательном режиме, но и в генераторном, а также в режиме электромагнитного торможения (см. § 4.1).

Генераторный режим. Генераторному режиму работы, при котором машина отдает электрическую энергию в сеть, на круговой диаграмме (рис. 4.58, *а*) соответствует часть окружности токов, лежащая ниже линии *O'G*. Механическую характеристику асинхронной машины в генераторном режиме (рис. 4.58, *б*) можно построить по круговой диаграмме или по формуле (4.46) при подстановке в нее отрицательных скольжений.

В генераторном режиме электромагнитный момент является тормозящим. Характер механической характеристики в генераторном режиме сходен с двигательным: по мере увеличения скольжения $-s$ от точки, где $s = 0$, электромагнитный момент сначала возрастает, достигает максимума при каком-то скольжении, а затем уменьшается.

Из круговой диаграммы видно, что максимальный момент в генераторном режиме больше, чем в двигательном, на 30–50 %. *Это объясняется тем, что в генераторном режиме* $E_1 > U_1$, а следовательно, при равных напряжениях сети магнитный поток и максимальный момент больше, чем в двигательном.

Активная составляющая тока статора $\dot{I}_{1г}$ в генераторном режиме противоположна по фазе активной составляющей тока $\dot{I}_{1дв}$ в двигательном режиме, т. е. она сдвинута на 180° относительно вектора напряжения $\dot{U}_1$. Следовательно, машина отдает в сеть электрическую энергию.

Генераторный режим используют практически только для торможения механизмов, приводимых во вращение асинхронными двигателями. Этот способ торможения называют *рекуперативным.* Типичный пример – спуск груза краном, когда двигатель включается согласно с направлением спуска и

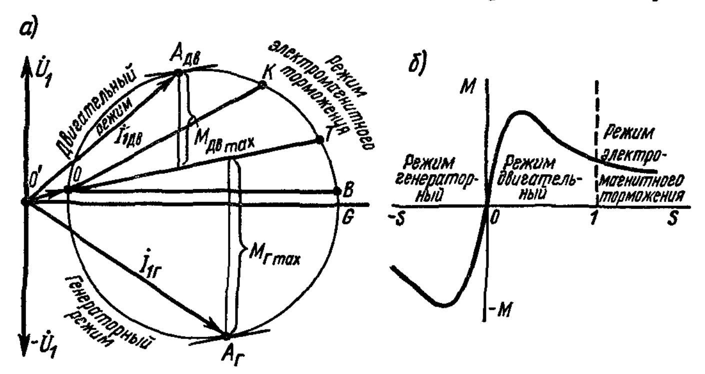


Рис. 4.58. Круговая диаграмма и механическая характеристика асинхронной машины в режимах двигательном, генераторном и электромагнитного торможения

скорость перемещения груза ограничивается значением, близким к n_1, а энергия, запасенная грузом, отдается в сеть.

Переход из двигательного режима в генераторный происходит автоматически, когда частота вращения ротора n_2 превышает частоту вращения магнитного поля n_1. Это возможно при переходных режимах электропривода либо при изменении направления нагрузочного момента.

Режим электромагнитного торможения. Если при вращающемся роторе изменяется направление вращения поля асинхронной машины, то оно оказывает на ротор тормозящее действие. Такой режим работы машины называют *режимом электромагнитного торможения.* При этом частота вращения ротора $n_2 < 0$ (частоту вращения n_1 принимают положительной), а следовательно, скольжение $s > 1$. Рассматриваемому режиму на круговой диаграмме (рис. 4.58, *а*) соответствует часть окружности токов, расположенная между точками K и T, а на механической характеристике – область, лежащая в диапазоне скольжений $1 < s < \infty$ (рис. 4.58, *б*). В режиме электромагнитного торможения активная составляющая тока $\dot{I}_1$ совпадает по фазе с напряжением $\dot{U}_1$. Следовательно, машина потребляет из сети электрическую мощность.

Чтобы перевести двигатель в режим электромагнитного торможения, следует изменить направление вращения магнитного поля (переключив два любых провода, присоединяющих фазы обмотки статора к сети трехфазного тока) и ввести в цепь ротора добавочное активное сопротивление. Увеличение сопротивления цепи ротора необходимо для ограничения силы тока машины, который при замкнутом накоротко роторе достигает большого значения. Кроме того, если машина работает на естественной характеристике, то режим, соответствующий $s > 1$, является неустойчивым (см. рис. 4.58, *б*); включение в цепь ротора добавочного активного сопротивления позволяет сдвинуть максимум момента в область скольжения $s > 1$ (обеспечив тем самым устойчивое электромагнитное торможение) и регулировать тормозной момент.

На рис. 4.59 приведены механические характеристики асинхронной машины в режиме электромагнитного торможения при различных значениях добавочного сопротивления $R_{доб}$ в цепи ротора. Чем больше сопротивление $R_{доб}$, тем мягче механическая характеристика и тем дальше в область положительных значений s сдвигается максимум момента.

Практически режим электромагнитного торможения используют для быстрого останова механизмов. Его называют также *торможением противовключением.* Достоинством его является то, что он позволяет создавать большие тормозные моменты

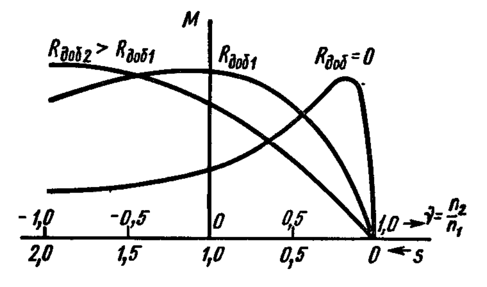


Рис. 4.59. Механическая характеристика асинхронной машины при работе ее в режиме электромагнитного торможения

при низких частотах вращения и даже при частоте вращения, равной нулю, хотя с энергетической точки зрения этот режим не выгоден, так как асинхронная машина в процессе торможения потребляет из сети электрическую энергию. Эта энергия теряется в активных сопротивлениях двигателя и подключаемого в цепь обмотки ротора реостата.

Следует отметить, что при уменьшении частоты вращения ротора до нуля необходимо отключить двигатель от сети, иначе ротор начнет вращаться в противоположном направлении.

Режим динамического торможения. В рассматриваемом режиме статор асинхронной машины отключают от сети переменного тока, а затем две его фазы подключают к источнику постоянного тока. При этом в машине появляется постоянный магнитный поток возбуждения, индуцирующий в обмотках ротора переменную ЭДС. Чтобы создать тормозной момент, к обмоткам ротора подключают активное сопротивление, в котором гасится энергия, возникающая в машине в результате торможения приводного механизма. В режиме динамического торможения асинхронная машина превращается в автономный синхронный генератор, работающий на реостат (см. гл. 6).

§ 4.17. ОДНОФАЗНЫЕ АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ

Области применения. Асинхронные двигатели небольшой мощности (15 – 600 Вт) применяют в автоматических устройствах и электробытовых приборах для привода вентиляторов, насосов и другого оборудования, не требующего регулирования частоты вращения. В электробытовых приборах и автоматических устройствах обычно используют однофазные микродвигатели, так как эти приборы и устройства, как правило, получают питание от однофазной сети переменного тока.

Принцип действия и устройство однофазного двигателя. Обмотка статора однофазного двигателя (рис. 4.60, *а*) расположена в пазах, занимающих примерно две трети окружности статора, которая соответствует паре полюсов. В результате

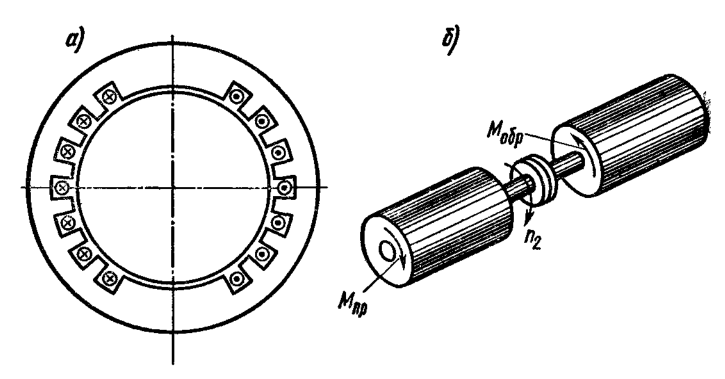


Рис. 4.60. Поперечный разрез статора однофазного асинхронного двигателя (*а*) и направление вращающих моментов, действующих на его ротор (*б*)

(см. гл. 3) распределение МДС и индукции в воздушном зазоре близко к синусоидальному. Поскольку по обмотке проходит переменный ток, МДС пульсирует во времени с частотой сети. Индукция в произвольной точке воздушного зазора

$$B_x = B_m \sin \omega t \cos (\pi x/\tau). \tag{4.99}$$

Таким образом, в однофазном двигателе обмотка статора создает неподвижный поток, изменяющийся во времени, а не круговой вращающийся поток, как в трехфазных двигателях при симметричном питании.

Для упрощения анализа свойств однофазного двигателя представим (4.99) в виде

$$B_x = 0{,}5B_m \sin (\omega t - \pi x/\tau) + 0{,}5B_m \sin (\omega t + \pi x/\tau), \tag{4.99 а}$$

т. е. заменим неподвижный пульсирующий поток суммой идентичных круговых полей, вращающихся в противоположных направлениях и имеющих одинаковые частоты вращения: $n_{1пр} = n_{1обр} = n_1$. Поскольку свойства асинхронного двигателя при круговом вращающемся поле подробно рассмотрены в § 4.7—4.12, анализ свойств однофазного двигателя можно свести к рассмотрению совместного действия каждого из вращающихся полей. Иными словами, однофазный двигатель можно представить в виде двух одинаковых двигателей, роторы которых жестко связаны между собой (рис. 4.60, *б*), при встречном направлении вращения магнитных полей и создаваемых ими моментов $M_{пр}$ и $M_{обр}$. Поле, направление вращения которого совпадает с направлением вращения ротора, называют *прямым*; поле обратного направления — *обратным или инверсным*.

Допустим, что направление вращения роторов совпадает с направлением одного из вращающихся полей, например с $n_{пр}$. Тогда скольжение ротора относительно потока $\Phi_{пр}$

$$s_{пр} = (n_{1пр} - n_2)/n_{1пр} = (n_1 - n_2)/n_1 = 1 - n_2/n_1. \qquad (4.100)$$

Скольжение ротора относительно потока $\Phi_{обр}$

$$s_{обр} = (n_{1обр} + n_2)/n_{1обр} = (n_1 + n_2)/n_1 = 1 + n_2/n_1. \qquad (4.101)$$

Из (4.100) и (4.101) следует, что

$$s_{обр} = 1 + n_2/n_1 = 2 - s_{пр}. \qquad (4.102)$$

Электромагнитные моменты $M_{пр}$ и $M_{обр}$, образуемые прямым и обратным полями, направлены в противоположные стороны, а результирующий момент однофазного двигателя $M_{рез}$ равен разности моментов при одной и той же частоте вращения ротора.

На рис. 4.61 показана зависимость $M = f(s)$ для однофазного двигателя. Рассматривая рисунок, можно сделать следующие выводы:

а) однофазный двигатель не имеет пускового момента; он вращается в ту сторону, в которую приводится внешней силой;

б) частота вращения однофазного двигателя при холостом ходе меньше, чем у трехфазного двигателя, из-за наличия тормозящего момента, образуемого обратным полем;

в) рабочие характеристики однофазного двигателя хуже, чем трехфазного; он имеет повышенное скольжение при номинальной нагрузке, меньший КПД, меньшую перегрузочную способность, что также объясняется наличием обратного поля;

г) мощность однофазного двигателя составляет примерно $^2/_3$ от мощности трехфазного двигателя того же габарита, так как в однофазном двигателе рабочая обмотка занимает только $^2/_3$ пазов статора. Заполнять все пазы статора нерационально,

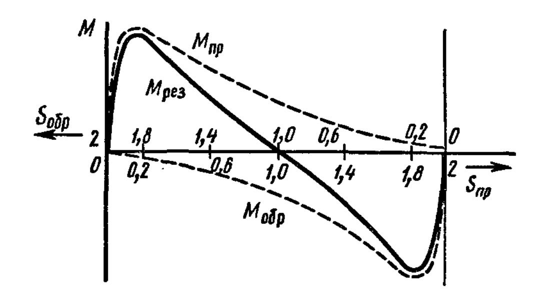


Рис. 4.61. Механическая характеристика однофазного асинхронного двигателя

так как при этом обмоточный коэффициент получается малым, расход меди возрастает примерно в 1,5 раза, в то время как мощность увеличивается только на 12 %.

Пусковые устройства. *Чтобы получить пусковой момент, однофазные двигатели имеют пусковую обмотку, сдвинутую на 90 электрических градусов относительно основной рабочей обмотки.* На период пуска пусковую обмотку присоединяют к сети через фазосдвигающие элементы – емкость или активное сопротивление. После окончания разгона двигателя пусковую обмотку отключают, при этом двигатель продолжает работать как однофазный. Поскольку пусковая обмотка работает лишь короткое время, ее изготовляют из провода меньшего сечения, чем рабочую, и укладывают в меньшее число пазов.

Подробно рассмотрим процесс пуска при использовании в качестве фазосдвигающего элемента емкости C (рис. 4.62, *а*). На пусковой обмотке *П* напряжение $\dot{U}_{1п} = \dot{U}_1 - \dot{U}_C = \dot{U}_1 + j\dot{I}_{1п}X_C$, т. е. оно сдвинуто по фазе относительно напряжения сети $\dot{U}_1$, приложенного к рабочей обмотке *Р*. Следовательно, векторы токов в рабочей $\dot{I}_{1р}$ и пусковой $\dot{I}_{1п}$ обмотках сдвинуты по фазе на некоторый угол. Выбирая определенным образом емкость фазосдвигающего конденсатора, можно получить режим работы при пуске, близкий к симметричному (рис. 4.62, *б*), т. е. получить круговое вращающееся поле. На рис. 4.62, *в* показаны зависимости $M = f(s)$ для двигателя при включенной (кривая *1*) и выключенной (кривая *2*) пусковой обмотке. Пуск двигателя осуществляется на части *ab* характеристики *1*; в точке *b* пусковая обмотка выключается, и в дальнейшем двигатель работает на части *cO* характеристики *2*.

Поскольку включение второй обмотки существенно улучшает механическую характеристику двигателя, в некоторых случаях применяют однофазные двигатели, в которых обмотки *A* и *B*

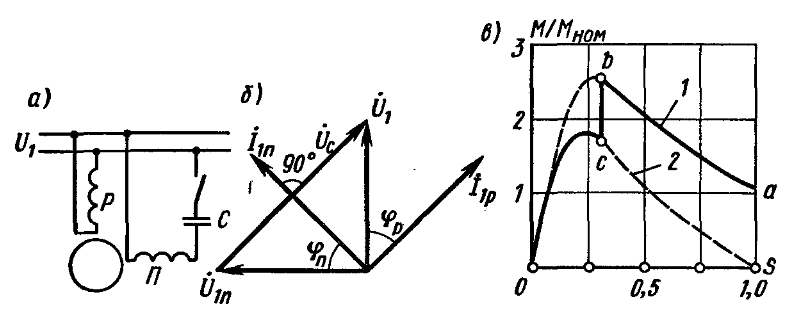


Рис. 4.62. Схема однофазного асинхронного двигателя с конденсаторным пуском (*а*), его векторная диаграмма (*б*) и механическая характеристика (*в*)

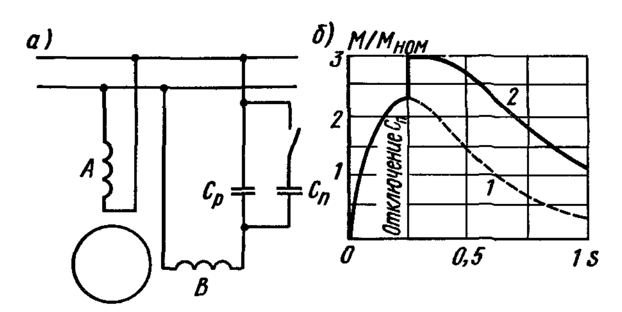


Рис. 4.63. Схема конденсаторного асинхронного двигателя (*а*) и его механическая характеристика (*б*)

включены все время (рис. 4.63, *а*). Такие двигатели называют *конденсаторными*.

Обе обмотки конденсаторных двигателей занимают, как правило, одинаковое число пазов и имеют одинаковую мощность. При пуске конденсаторного двигателя для увеличения пускового момента целесообразно иметь увеличенную емкость $C_р + C_п$. После разгона двигателя по характеристике 2 (рис. 4.63, *б*) и уменьшения тока часть конденсаторов $C_н$ отключают, чтобы при номинальном режиме (когда ток двигателя становится меньшим, чем при пуске) увеличить емкостное сопротивление и обеспечить работу двигателя в условиях, близких к работе при круговом вращающемся поле. При этом двигатель работает на характеристике *1*.

Конденсаторный двигатель имеет высокий $\cos\varphi$. Недостатками его являются сравнительно большая масса и габариты конденсатора, а также возникновение несинусоидального тока при искажениях питающего напряжения, которое в ряде случаев приводит к вредному воздействию на линии связи.

При легких условиях пуска (небольшой нагрузочный момент в пусковой период) применяют двигатели с пусковым сопротивлением *R* (рис. 4.64, *а*). Наличие активного сопротивления в цепи пусковой обмотки обеспечивает меньший сдвиг фаз $\varphi_п$ между напряжением и током в этой обмотке (рис. 4.64, *б*), чем сдвиг фаз $\varphi_р$ в рабочей обмотке. В связи с этим токи в рабочей и пусковой обмотках оказываются сдвинутыми по фазе на угол $\varphi_р - \varphi_п$ и образуют несимметричное (эллиптическое) вращающееся поле, благодаря которому и возникает пусковой момент. Двигатели с пусковым сопротивлением надежны в эксплуатации и выпускаются серийно. Пусковое сопротивление встраивают в корпус двигателя и охлаждают тем же воздухом, который охлаждает весь двигатель.

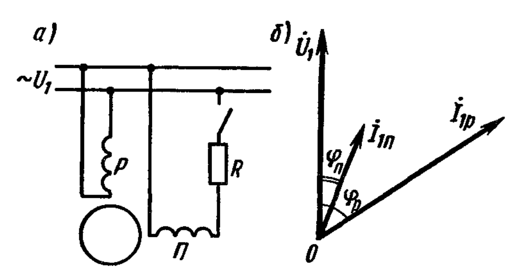


Рис. 4.64. Схема однофазного асинхронного двигателя с пусковым сопротивлением (*а*) и его векторная диаграмма (*б*)

Однофазные микродвигатели с экранированными полюсами. В этих двигателях обмотку статора, подсоединяемую к сети, выполняют обычно сосредоточенной и укрепляют на явновыраженных полюсах (рис. 4.65, *а*), листы которых штампуют совместно со статором. В каждом полюсе один из наконечников охватывается вспомогательной обмоткой, состоящей из одного или нескольких короткозамкнутых витков, которые экранируют от $^1/_5$ до $^1/_2$ полюсной дуги. Ротор двигателя – короткозамкнутый обычного типа.

Магнитный поток машины, создаваемый обмоткой статора (поток полюса), можно представить в виде суммы двух составляющих (рис. 4.65, *б*) $\Phi_п = \Phi_{п1} + \Phi_{п2}$, где $\Phi_{п1}$ – поток, проходящий через часть полюса, не охваченную короткозамкнутым витком; $\Phi_{п2}$ – поток, проходящий через часть полюса, экранированную короткозамкнутым витком.

Потоки $\Phi_{п1}$ и $\Phi_{п2}$ проходят через различные части полюсного наконечника, т. е. смещены в пространстве на угол β. Кроме того, они сдвинуты по фазе относительно МДС $F_п$ обмотки статора на различные углы – γ_1 и γ_2. Это объясняется тем, что каждый полюс описываемого двигателя можно рассматривать в первом приближении как трансформатор, первичной обмоткой которого является обмотка статора, а вторичной – короткозамкнутый виток. Поток обмотки статора индуцирует в короткозамкнутом витке ЭДС $\dot{E}_к$ (рис. 4.65, *в*), вследствие чего возникает ток $\dot{I}_к$ и МДС $\dot{F}_к$, складывающаяся с МДС $\dot{F}_п$ обмотки статора. Реактивная составляющая тока $\dot{I}_к$ уменьшает поток $\Phi_{п2}$, а активная – смещает его по фазе относительно МДС $F_п$. Так как поток $\Phi_{п1}$ не охватывает короткозамкнутый виток, угол γ_1 имеет сравнительно небольшое значение (4–9°) – примерно такое же, как угол сдвига фаз между потоком трансформатора и МДС первичной обмотки в режиме холостого хода. Угол γ_2 значительно больше (около 45°),

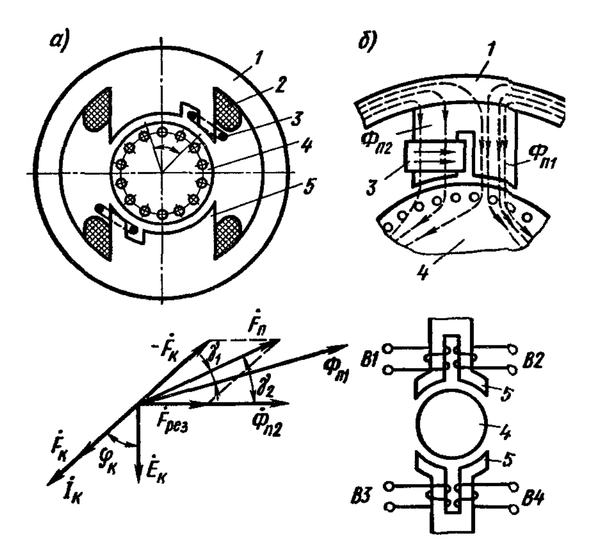


Рис. 4.65. Конструктивные схемы однофазного двигателя с экранированными полюсами и его векторная диаграмма:

1 — статор; 2 — обмотка статора; 3 — короткозамкнутый виток; 4 — ротор; 5 — полюс

т. е. такой, как в трансформаторе со вторичной обмоткой, замкнутой накоротко (например, в измерительном трансформаторе тока). Это объясняется тем, что потери мощности, от которых зависит угол γ_2, определяются не только магнитными потерями мощности в стали, но и электрическими потерями в короткозамкнутом витке.

Потоки $\Phi_{п1}$ и $\Phi_{п2}$, смещенные в пространстве на угол β и сдвинутые по фазе во времени на угол $\gamma = \gamma_2 - \gamma_1$, образуют *эллиптическое вращающееся магнитное поле* (см. гл. 3), которое создает вращающий момент, действующий на ротор двигателя в направлении от первого полюсного наконечника, не охватываемого короткозамкнутым витком, ко второму наконечнику (в соответствии с чередованием максимумов потоков «фаз»).

Для увеличения пускового момента рассматриваемого двигателя путем приближения его вращающегося поля к круговому применяют различные способы: устанавливают между полюсными наконечниками смежных полюсов магнитные шунты, которые усиливают магнитную связь между основной обмоткой и короткозамкнутым витком и улучшают форму магнитного поля в воздушном зазоре; увеличивают воздушный зазор под наконечником, не охватываемым короткозамкну-

тым витком; используют два и большее количество короткозамкнутых витков на одном наконечнике с разными углами охвата. Имеются также двигатели без короткозамкнутых витков на полюсах, но с несимметричной магнитной системой: различной конфигурацией отдельных частей полюса и разными воздушными зазорами. Такие двигатели имеют меньший пусковой момент, чем двигатели с экранированными полюсами, но КПД их выше, так как у них отсутствуют потери мощности в короткозамкнутых витках.

Рассмотренные конструкции двигателей с экранированными полюсами являются нереверсивными. Для осуществления реверса в таких двигателях вместо короткозамкнутых витков применяют катушки *В1, В2, В3* и *В4* (рис. 4.65,*в*), каждая из которых охватывает половину полюса. Замыкая накоротко пару катушек *В1* и *В4* или *В2* и *В3*, можно экранировать одну или другую половину полюса и изменять таким образом направление вращения магнитного поля и ротора.

Двигатель с экранированными полюсами имеет ряд существенных недостатков: сравнительно большие габаритные размеры и массу; низкий $\cos\varphi \approx 0{,}4 \div 0{,}6$; низкий КПД $\eta = 0{,}25 \div 0{,}4$ из-за больших потерь в короткозамкнутом витке; небольшой пусковой момент и др. Достоинствами двигателя являются простота конструкции и вследствие этого высокая надежность в эксплуатации. Благодаря отсутствию зубцов на статоре шум двигателя незначителен, поэтому он часто употребляется в устройствах по воспроизводству музыки и речи.

§ 4.18. АСИНХРОННЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ

Асинхронная машина с фазным ротором может служить преобразователем частоты, так как в ее роторе частота тока

$$f_2 = f_1 s = p(n_1 \pm n_2)/60. \qquad (4.103)$$

При этом знак «−» соответствует вращению ротора в направлении вращения поля, а знак «+» – против вращения поля.

Асинхронный преобразователь частоты (рис. 4.66) состоит из асинхронной машины *АМ* с фазным ротором и соединенного с ней приводного двигателя *Д* – асинхронного или синхронного. Одна из обмоток машины *АМ* (например, обмотка статора) подключается к трехфазной сети с частотой f_1; от другой обмотки (ротора) получают переменный ток с частотой $f_2 = f_1 s$.

Для получения частоты $f_2 > f_1$ ротор асинхронной машины приводят во вращение в направлении, противоположном вращению поля. При этом преобразователь частоты работает в

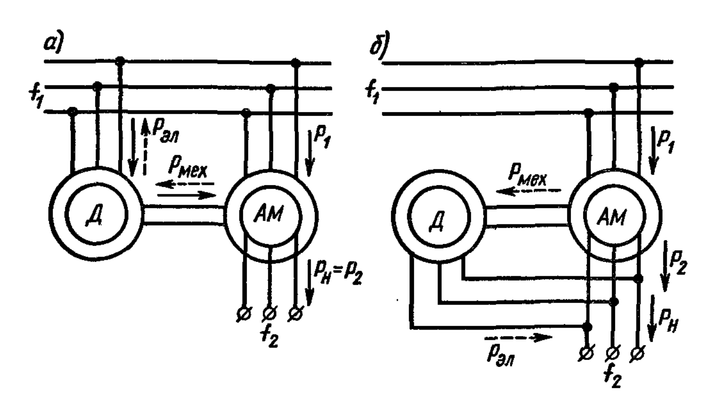


Рис. 4.66. Схемы асинхронного преобразователя частоты при подключении приводного двигателя к сети (*а*), к выходу преобразователя частоты (*б*)

режиме электромагнитного торможения при $s > 1$, а двигатель передает ему мощность $P_{мех}$.

Направления первичной P_1 и вторичной P_2 мощностей преобразователя частоты, механической $P_{мех}$ и электрической $P_{эл}$ мощностей приводного двигателя и мощности $P_н$, подаваемой на нагрузку, для рассматриваемого режима показаны на рис. 4.66, *а* сплошными стрелками.

Для получения частоты $f_2 < f_1$ преобразователь частоты должен работать в режиме двигателя и вращаться в направлении вращения поля. При этом он тормозится электромагнитным моментом машины *Д*, работающей в генераторном режиме. Эта машина отдает электрическую энергию в ту же сеть, от которой питается преобразователь частоты *АМ* (рис. 4.66, *а*) или цепь его ротора (рис. 4.66, *б*). Направления мощностей $P_{мех}$, $P_{эл}$ и $P_н$ для рассматриваемого режима показаны на рис. 4.66, *а* штриховыми стрелками.

Если приводным двигателем служит асинхронная машина (рис. 4.66, *а*), то частота выходного напряжения

$$f_2 = (p_д \pm p_{пч}) f_1 / p_д, \tag{4.104}$$

где $p_{пч}$ и $p_д$ — числа пар полюсов машины *АМ* и *Д*.

При этом знаки «+» и «−» относятся соответственно к режиму работы преобразователя частоты *АМ* в режимах электромагнитного тормоза ($f_2 > f_1$) и двигателя ($f_2 < f_1$). Если пренебречь потерями мощности в машине *Д* (считать, что $P_{эл} = P_{мех}$), а также потерями мощности в статоре и стали в машине *АМ* (считать, что $P_1 = P_{эм}$), то при включении машин по схеме, приведенной на рис. 4.66, *а*,

$$P_{н} = P_2 = P_1 s;\ P_{мех} = (1 - s)P_1 = [(1 - s)/s]\,P_{н},$$

а при включении по схеме, приведенной на рис. 4.66, *б*,

$$P_{н} = P_2 + P_{мех} = P_1;\ P_{мех} = (1 - s)P_1 = (1 - s)P_{н}.$$

Для плавного регулирования частоты f_2 необходимо регулировать частоту вращения приводного двигателя *Д*, например, используя двигатель постоянного тока.

§ 4.19. ЛИНЕЙНЫЙ АСИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ

В линейном асинхронном двигателе (рис. 4.67) зубчатый статор *1* развернут в плоскость и в пазах его помещена трехфазная обмотка *2*. Подвижная часть линейного двигателя может иметь конструкцию, подобную ротору обычной асинхронной машины, но также развернутому в плоскость. Она может иметь сердечник *4* из листовой электротехнической стали и обмотку *3* типа «беличья клетка», расположенную в пазах этого сердечника или быть выполненной в виде плоской полосы из ферромагнитного или немагнитного проводящего материала. Линейный асинхронный двигатель можно также выполнить в виде двух статоров, обращенных друг к другу, между которыми перемещается проводящее тело. Для высокоскоростного пассажирского транспорта применяют линейные двигатели, в которых статор *1* (рис. 4.68) размещен на движущемся экипаже, а проводящее тело в виде шины *2* установлено на железнодорожном пути.

Принцип действия линейного двигателя подобен принципу действия асинхронного двигателя нормального исполнения. Трехфазная обмотка статора создает бегущее магнитное поле, которое индуцирует в короткозамкнутой обмотке подвижной части (бегуна) ЭДС. В результате взаимодействия тока в обмотке бегуна и магнитного поля возникают электромагнитные силы, приводящие бегун в движение.

Скольжение в линейном асинхронном двигателе $s = (V_1 - V_2)/V_1$, где $V_1 = 2\tau f_1$ – линейная скорость бегущего поля; V_2 – линейная скорость перемещения подвижной части; τ –

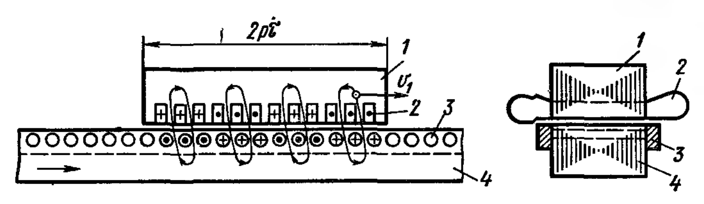


Рис. 4.67. Схема линейного асинхронного двигателя

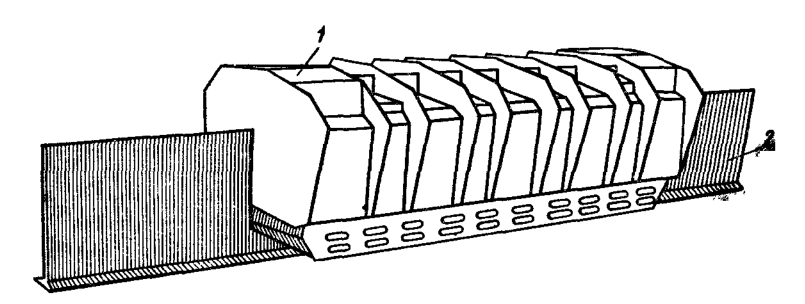


Рис. 4.68. Общий вид линейного асинхронного двигателя

полюсное деление. При номинальном режиме скольжение имеет примерно такие же значения, как и в асинхронных двигателях нормального исполнения, т. е. скорость V_2 перемещения подвижной части близка к V_1.

В линейном асинхронном двигателе возникают краевые эффекты, обусловленные тем, что его статор не замкнут в кольцо и имеет конечную длину. В результате этого кроме основного магнитного бегущего поля возникает пульсирующее поле, которое можно представить в виде прямого и обратного бегущих полей. Обратное поле создает паразитные тормозные силы, вызывает неравномерное распределение тока в фазах обмотки статора, искажение распределения магнитного поля в воздушном зазоре, дополнительные потери мощности в статоре и подвижной части. Поэтому энергетические и тяговые показатели линейных двигателей хуже, чем у асинхронных двигателей нормального исполнения.

Особенно низкие энергетические показатели получаются при большом воздушном зазоре между статором и ротором. Например, в линейном двигателе, предназначенном для транспортных устройств, из-за большого зазора (около 50 мм) резко возрастает ток холостого хода, при этом КПД и коэффициент мощности составляют 0,2–0,3, а энергетический фактор $A = \eta \cos \varphi < 0,1$.

В настоящее время линейные асинхронные двигатели используют для привода в движение экипажей высокоскоростного пассажирского транспорта на магнитном подвесе, тележек, подъемных кранов, заслонок и других линейно движущихся объектов. При использовании такого двигателя на высокоскоростном наземном транспорте (рис. 4.69, *а*) статор *2* с обмоткой *3* устанавливают на движущемся экипаже *1*, а ротором служит стальная полоса *5*, расположенная на железнодорожном пути *4* между рельсами. Возникающая продольная сила перемещает экипаж по рельсовому пути, а вызванная краевыми

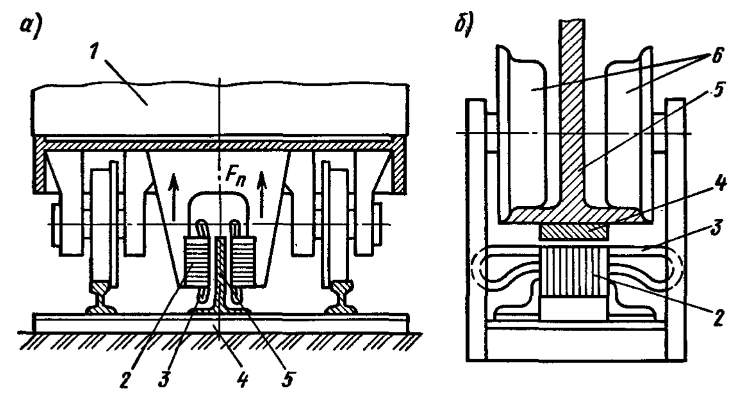


Рис. 4.69. Схемы установки линейных двигателей на движущемся экипаже и на тележке подъемного крана

эффектами поперечная сила $F_п$ способствует магнитному подвешиванию экипажа. При использовании двигателя в приводе тележки подъемного крана (рис. 4.69,*б*) статор *2* с обмоткой *3* устанавливают на тележке *6*, а ротором служит стальная полоса *4*, укрепленная на балке *5*, по которой перемещается тележка.

В некоторых случаях линейные двигатели применяют в металлообрабатывающих станках для получения возвратно-поступательного перемещения элементов станка путем периодического изменения чередования фаз обмотки статора двигателя. Однако при этом возникают довольно значительные потери мощности из-за того, что часть кинетической энергии подвижного элемента станка бесполезно теряется в каждом цикле ускорения и замедления. Кроме того, существенно увеличивается общая масса этого элемента за счет сочлененной с ней подвижной части линейного двигателя.

§ 4.20. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ИНДУКЦИОННЫЕ НАСОСЫ

Эти насосы применяют для перемещения жидких металлов в промышленных установках и в ядерных реакторах. Для приведения в движение металла используется бегущее или вращающееся магнитное поле, созданное трехфазной обмоткой переменного тока. В зависимости от формы канала, по которому перемещается жидкий металл, в магнитном поле электромагнитные насосы подразделяют на винтовые и линейные.

Винтовой индукционный насос (рис. 4.70, *а*) имеет два статора: внешний *1* и внутренний *2*. На внешнем статоре расположена трехфазная обмотка, подключенная к сети трехфазного тока. В воздушном зазоре между двумя статорами расположена плоская труба *4* из немагнитной стали, в которой протекает жидкий металл *3*. Труба с жидким металлом винтообразно обвивается вокруг внутреннего статора и может иметь один или несколько витков. При прохождении по обмотке статора трехфазного тока создается вращающееся магнитное поле, которое индуцирует в жидком металле вихревые токи. При взаимодействии этих токов с магнитным полем создается электромагнитная сила, заставляющая жидкий металл перемещаться с линейной скоростью в сторону вращения поля.

На жидкий металл действует сила $F_{эм} \approx P_{эм}/V_1$, где $P_{эм}$ – электромагнитная мощность, передаваемая от статора жидкому металлу; $V_1 = 2\tau f_1$ – линейная скорость перемещения поля; τ – полюсное деление. Напор, развиваемый насосом, $H = F_{эм}/\Delta l$, а его механическая мощность $P_{мех} = F_{эм}V = HQ$, где $Q = Vl\Delta$ – объемный расход насоса; V – линейная скорость перемещения металла; l – длина магнитопровода и внутренней полости трубы, заполненной металлом в осевом направлении; Δ – толщина слоя металла в радиальном направлении.

Если труба охватывает внутренний статор n раз, то напор H увеличивается, а расход Q уменьшается в n раз. *Плоский*

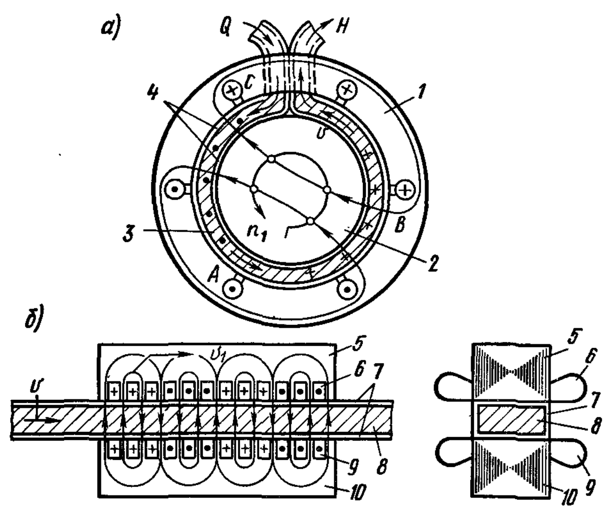


Рис. 4.70. Схемы винтового (*а*) и плоского (*б*) индукционных насосов

индукционный насос (рис. 4.70, *б*) состоит из двух плоских статоров *5* и *10*, в которых расположены трехфазные многополюсные обмотки *6* и *9*. Между статорами находится плоский канал 7 прямоугольного сечения, заполненный жидким металлом *8*. При взаимодействии бегущего поля, созданного обмотками *6* и *9* с вихревыми токами, индуцированными им в жидком металле, возникают электромагнитные силы, под действием которых металл перемещается в направлении движения поля с некоторым скольжением $(V_1 - V)/V_1$.

§ 4.21. АСИНХРОННЫЙ АВТОНОМНЫЙ ГЕНЕРАТОР

Асинхронная машина, подключенная к трехфазной сети переменного тока, при частоте вращения $n_2 > n_1$ переходит в генераторный режим (см. § 4.16). При этом реактивную мощность, необходимую для возникновения вращающего магнитного поля, машина получает из сети. Можно также обеспечить работу асинхронной машины в качестве автономного генератора, если подавать в обмотку статора необходимую реактивную мощность от батареи конденсаторов.

В автономном асинхронном генераторе (рис. 4.71, *а*) к выходу генератора *АГ*, приводимого во вращение каким-либо первичным двигателем *Д*, параллельно нагрузке в каждую фазу подключают конденсатор *С*. При активной нагрузке реактивная мощность, поступающая от конденсатора, Q_C должна быть равна реактивной (намагничивающей) мощности генератора $Q_р$, необходимой для создания его магнитного потока. При смешанной активно-индуктивной нагрузке мощность Q_C должна покрывать также реактивную мощность $Q_{рн}$ нагрузки. Схема

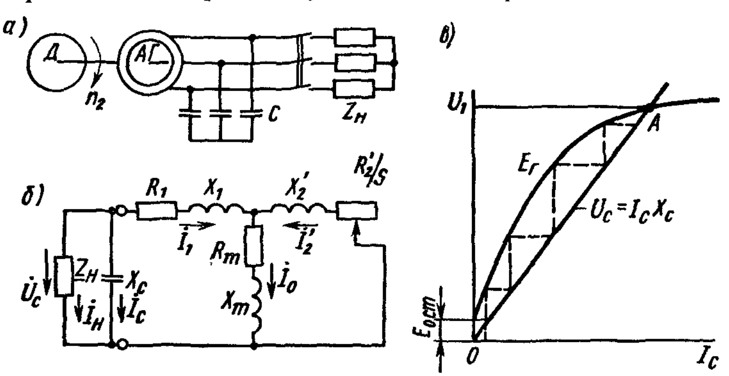


Рис. 4.71. Схема включения асинхронного генератора с конденсаторным возбуждением (*а*), его схема замещения (*б*) и зависимость ЭДС от тока I_c

замещения асинхронного генератора с конденсаторным возбуждением изображена на рис. 4.71,*б*.

В рассматриваемом асинхронном генераторе возникает процесс самовозбуждения, как и в генераторе постоянного тока с параллельным возбуждением (см. § 8.8). Ввиду наличия в магнитной системе машины остаточного магнетизма при вращении ротора в обмотке статора индуцируется остаточная ЭДС $E_{ост}$ (рис. 4.71,*в*), которая создает в конденсаторах ток I_C. Этот ток, проходя по обмотке статора, усиливает его магнитный поток, в результате чего индуцируемая в генераторе ЭДС $E_г$ и ток конденсатора увеличиваются. Рассматриваемый процесс продолжается до тех пор (точка *А*), пока ЭДС $E_г$ не станет равной напряжению на конденсаторе U_C. Это условие можно выразить в виде равенства сопротивлений $X_1 + X_m = X_C$, где X_m — индуктивное сопротивление намагничивающего контура, уменьшающееся из-за насыщения магнитной цепи машины; X_C — емкостное сопротивление конденсатора. В ряде случаев начало процесса самовозбуждения генератора обеспечивается путем разряда на обмотку статора предварительно заряженной конденсаторной батареи.

Автономные асинхронные генераторы с конденсаторным возбуждением обычно выполняют с короткозамкнутой обмоткой ротора. Их используют главным образом на гидроэлектростанциях небольшой мощности, работающих без обслуживающего персонала.

§ 4.22. РАБОТА АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ ПРИ НЕНОМИНАЛЬНЫХ УСЛОВИЯХ

Изменение частоты. При питании асинхронного двигателя от автономного источника электроэнергии небольшой мощности (транспортные установки, передвижные электростанции) частота и напряжение сети, к которой подключают двигатель, могут отличаться от номинальных. Рассмотрим влияние изменения частоты на работу двигателя при условии, что напряжение $U_1 = U_{ном} = \text{const}$.

Если принять $U_1 \approx E_1$, то согласно (4.2)

$$\Phi_m = U_1/(4{,}44 f_1 w_1 k_{об1}). \qquad (4.105)$$

Из (4.29) имеем, что

$$I_2 = M/(c_м \Phi_m \cos\psi_2). \qquad (4.106)$$

Следовательно, изменение частоты f_1 приводит к изменению потока Φ_m и соответствующему изменению тока ротора

I_2 и нагрузочной составляющей I_2' тока статора. При уменьшении частоты магнитный поток и ток холостого хода I_0 увеличиваются, причем ток I_0 из-за насыщения стали магнитопровода возрастает быстрее, чем магнитный поток. Обычно уменьшение частоты f_1 на 10% вызывает увеличение тока I_0 на 20–30%. Поскольку ток I_0 является практически реактивным, это приводит к снижению коэффициента мощности двигателя.

При увеличении частоты f_1 пропорционально возрастает частота вращения n_2. Если нагрузка двигателя имеет «вентиляторную» характеристику, то нагрузочный момент возрастает пропорционально квадрату или кубу частоты вращения, т. е. частоты f_1. Кроме того, магнитный поток Φ_m уменьшается обратно пропорционально изменению частоты. Все это, согласно (4.106), приводит к резкому увеличению тока I_2. При возрастании частоты на 10% ток ротора двигателя, вращающего вентилятор, увеличивается примерно в 1,5 раза, что может привести к перегреву двигателя.

При неизменном нагрузочном моменте увеличение частоты повышает опасность нарушения устойчивости двигателя, так как снижается максимальный момент двигателя пропорционально f_1^2. Таким образом, отклонение частоты f_1 от номинального значения приводит к ухудшению условий работы двигателей и поэтому частота не должна отличаться (согласно ГОСТу) от номинальной более чем на 5%.

Изменение напряжения. Обычно асинхронные двигатели рассчитывают так, чтобы при номинальном режиме они имели КПД и $\cos\varphi_1$, близкие к максимальным. Кроме того, максимум КПД достигается, когда постоянные потери — механические и в стали равны переменным потерям в обмотках (см. § 4.9). Поэтому влияние изменения напряжения является неоднозначным и зависит от нагрузки на валу двигателя.

При увеличении напряжения возрастает магнитный поток и, следовательно, увеличиваются ток холостого хода и магнитные потери в стали магнитопровода. Вследствие этого КПД и $\cos\varphi_1$ двигателя уменьшаются. Уменьшение напряжения опасно тем, что пропорционально квадрату напряжения изменяется максимальный вращающий момент двигателя и при большом моменте нагрузки может произойти нарушение устойчивости двигателя.

Однако при частичной нагрузке, когда нет угрозы нарушения устойчивости, уменьшение напряжения может оказаться благоприятным, так как пропорционально напряжению уменьшаются магнитный поток Φ_m, ток холостого хода и магнитные

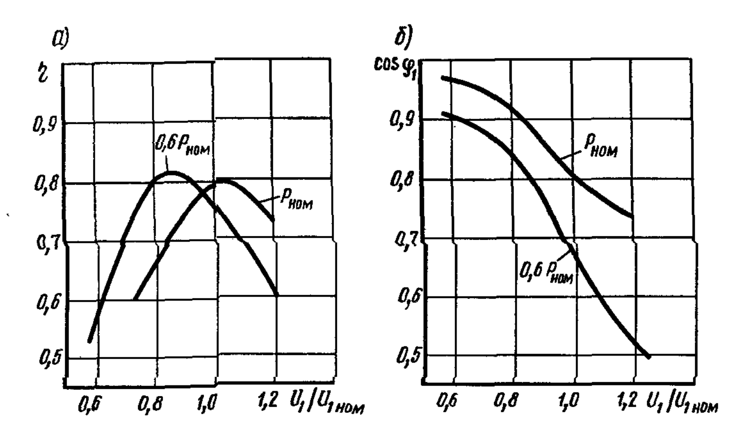


Рис. 4.72. Зависимости КПД и $\cos\varphi_1$ асинхронного двигателя от питающего напряжения

потери в стали магнитопровода, вследствие чего КПД и $\cos\varphi_1$ могут возрасти.

На рис. 4.72, *а* показаны кривые зависимости КПД от напряжения сети для двух значений мощности двигателя $P = P_{ном}$ и $0{,}6P_{ном}$. Каждой нагрузке соответствует оптимальное напряжение, при котором постоянные потери равны переменным. Чем меньше нагрузка, тем меньше оптимальное значение напряжения. Коэффициент мощности двигателя при нагрузках, меньших номинальной, также может возрастать с уменьшением напряжения и для каждой нагрузки существует напряжение, при котором коэффициент мощности имеет максимум (рис. 4.72, *б*). Таким образом, желательно при частичных нагрузках снижать напряжение питания, для того чтобы КПД и $\cos\varphi_1$ поддерживались на высоком уровне.

На рис. 4.73 показаны круговые диаграммы двигателя при номинальных напряжении и нагрузке (*а*) и при пониженном

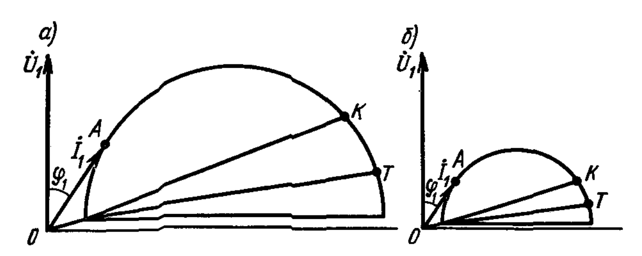


Рис. 4.73. Круговые диаграммы асинхронного двигателя при номинальном и пониженном напряжении

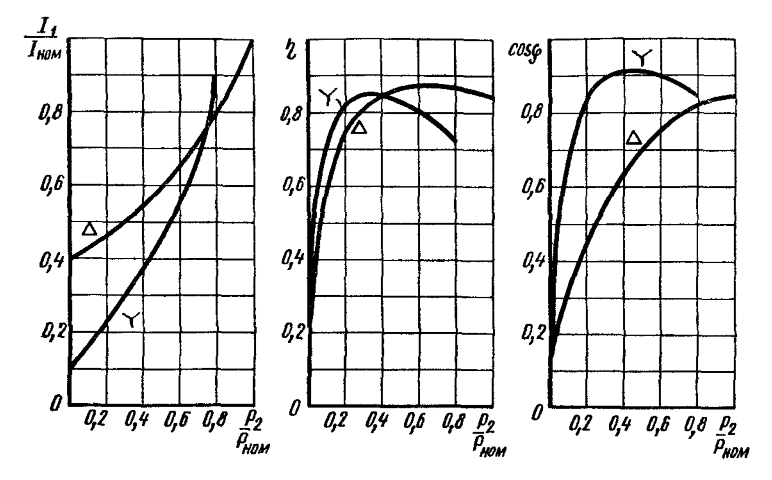


Рис. 4.74. Рабочие характеристики асинхронного двигателя при соединении обмотки статора по схемам Y и Δ

напряжении и частичной нагрузке (*б*). При понижении напряжения уменьшается ток холостого хода и диаметр окружности токов. В обоих случаях значение $\cos\varphi_1$ близко к максимальному, так как вектор тока $\dot{I}_1$ расположен по касательной к окружности токов. Если двигатель длительное время работает с нагрузками менее $0{,}5P_{ном}$, то обычно бывает выгодным иметь устройство, регулирующее напряжение (например, трансформатор с регулированием под нагрузкой). В простейшем случае можно изменять фазное напряжение двигателя, переключая его обмотки с соединения Δ (при номинальной нагрузке) на Y (при малой нагрузке).

На рис. 4.74 показаны кривые относительных значений I_1, η и $\cos\varphi_1$ для двигателя мощностью 28 кВт при таком переключении. Недостатком такого метода является ступенчатое изменение напряжения. Следует иметь в виду, что при включении обмоток двигателя по схеме Y его максимальный момент, пропорциональный квадрату напряжения, уменьшается в три раза. Следовательно, такое переключение можно производить, если нагрузка двигателя равна или меньше 30% от номинальной.

Несимметрия напряжения. Несимметричную систему трехфазных напряжений можно разложить на симметричные составляющие прямой, обратной и нулевой последовательности (см. гл. 2) и проанализировать влияние каждой из них на работу двигателя. ГОСТ допускает несимметрию напряжения (отно-

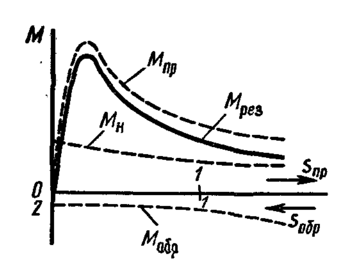


Рис. 4.75. Зависимости моментов асинхронного двигателя от скольжения

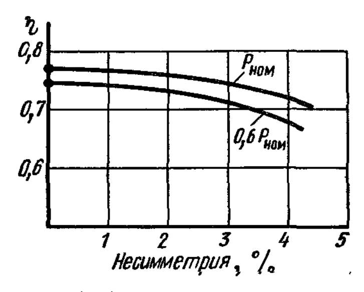


Рис. 4.76. Зависимость КПД двигателя от несимметрии питающего напряжения

шение напряжения обратной последовательности к номинальному напряжению) до 2%.

Система напряжений обратной последовательности создает магнитное поле, вращающееся в противоположную относительно ротора сторону с частотой вращения $n_{обр}=60f_1p=|n_1|$.

Вследствие этого скольжение ротора относительно обратного поля $s_{обр}=(n_1-n_2)/n_1=[n_1+n_1(1-s)]/n_1\approx 2$, так как скольжение асинхронного двигателя в установившемся режиме $s\approx(0{,}01\div 0{,}05)$. Следовательно, обратное поле создает тормозящий момент $M_{обр}$, а токи обратной последовательности создают дополнительные потери, увеличивающие нагревание обмоток и снижающие КПД.

На рис. 4.75 показана зависимость моментов асинхронного двигателя от скольжения. Из нее следует, что под влиянием токов обратной последовательности результирующий момент двигателя $M_{рез}$ снижается и скольжение при том же нагрузочном моменте $M_н$ на валу возрастает.

На рис. 4.76 показаны зависимости КПД от асимметрии напряжения для одного из двигателей общего применения мощностью 5,5 кВт. При несимметрии напряжения 2% КПД снижается примерно на 2%, а при 4% почти на 5,5%. Следовательно, несимметрия питающего напряжения крайне нежелательна.

Обрыв фазы обмотки статора. При пуске трехфазного асинхронного двигателя с оборванной фазой создаются такие условия, как и в однофазном двигателе (см. § 4.17), т. е. его результирующий момент $M_{рез}=M_{пр}-M_{обр}=0$. Если ротор двигателя в момент обрыва находится во вращении, то $M_{пр}>M_{обр}$ и при $M_{рез}>M_н$ двигатель продолжает вращаться, однако максимальный момент M_{max} оказывается существенно меньшим, чем при неповрежденной фазе. При переходе двигателя в однофазный режим частота вращения практически

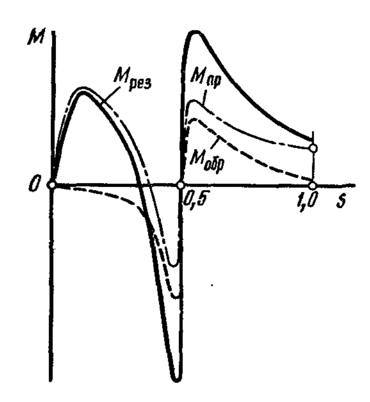


Рис. 4.77. Зависимости моментов асинхронного двигателя от скольжения при обрыве фазы обмотки ротора

не изменяется, поэтому мощность на валу также остается приблизительно одинаковой. Но отношение токов в этих режимах $I_1/I_3 = (3\eta_3 \cos\varphi_3)/(2\eta_1 \cos\varphi_1)$, где индекс *1* относится к однофазному режиму, а *3* – к трехфазному. Поэтому при условии $\eta_1 = \eta_3$ и $\cos\varphi_1 = \cos\varphi_3$ ток I_1 в однофазном режиме в 1,5 раза больше, чем в трехфазном. В действительности КПД и $\cos\varphi$ в однофазном режиме уменьшаются по сравнению с трехфазным, вследствие чего ток I_1 возрастает в еще большей степени. Если двигатель работает при нагрузке, близкой к номинальной, то при обрыве фазы его ток становится значительно больше номинального и двигатель быстро перегревается и «выходит из строя».

Обрыв фазы обмотки ротора. При несимметрии сопротивлений фаз ротора возникает эффект одноосного демпфирования, подробно рассмотренный в § 6.14. В результате этого кривая момента двигателя в области $s = 0{,}5$ имеет провал. Значение этого провала может оказаться настолько большим, что двигатель при пуске под нагрузкой не достигает номинальной частоты вращения и «застревает» при $n_2 \approx 0{,}5 n_1$. При обрыве одной из фаз ротора электромагнитный момент в области $s = 0{,}5$ отрицательный (рис. 4.77), вследствие чего двигатель не разгоняется до номинальной частоты вращения даже при пуске без нагрузки.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Антонов М. В., Герасимова Л. С.* Технология производства электрических машин. – М., 1982.

2. *Алексеев А. Е.* Конструкция электрических машин. – М., 1958.

3. *Арменский Е. В., Фальк Г. Б.* Электрические микромашины. – М., 1985.

4. Специальные электрические машины/*А. И. Бертинов, Д. А. Бут, Мизюрин С. Р. и др.* – М., 1982.

5. *Брускин Д. Э., Зорохович А. Е., Хвостов В. С.* Электрические машины и микромашины. – М., 1981.

6. *Важнов А. И.* Электрические машины. – Л., 1974.

7. *Вольдек А. И.* Электрические машины. – Л., 1974.

8. *Виноградов Н. В., Горяинов Ф. А., Сергеев П. С.* Проектирование электрических машин. – М., 1969.

9. *Гольдберг О. Д., Гурин Я. С., Свириденко И. С.* Проектирование электрических машин. – М., 1984.

10. *Ермолин Н. П.* Электрические машины малой мощности. – М., 1975.

11. *Загорский А. Е., Золотов М. Б.* Автономный электропривод повышенной частоты. – М., 1973.

12. *Иванов-Смоленский А. В.* Электрические машины. – М., 1980.

13. Испытание электрических микромашин/*Н. В. Астахов, Б. Л. Крайз, Е. М. Лопухина и др.* – М., 1984.

14. *Кацман М. М., Юферов Ф. М.* Электрические машины автоматических устройств. – М., 1979.

15. *Кацман М. М.* Электрические машины. – М., 1983.

16. Проектирование электрических машин/*И. П. Копылов, Ф. А. Горяинов, Б. К. Клоков и др.* – М., 1980.

17. *Каасик П. Ю., Несговорова Е. Д.* Управляемые асинхронные двигатели. – Л., 1965.

18. *Копылов И. П.* Электромеханическое преобразование энергии. – М., 1973.

19. *Кононенко Е. В., Сипайлов Г. А., Херьков К. А.* Электрические машины. – М., 1975.

20. *Костенко М. П., Пиотровский Л. М.* Электрические машины, ч. I и II. – Л., 1973.

21. *Лопухина Е. М., Сомихина Г. С.* Асинхронные микромашины с полым ротором. – М., 1967.

22. *Петров Г. Н.* Электрические машины. – М., 1974, ч. I; 1963, ч. II.
23. *Постников И. М.* Проектирование электрических машин. – Киев, 1960.
24. *Рихтер Р.* Электрические машины. – М., 1935, т. III и IV.
25. *Тихомиров П. М.* Расчет трансформаторов. – М., 1976.
26. *Хрущев В. В.* Электрические микромашины автоматических устройств. – М., 1978.
27. *Чечет Ю. С.* Электрические микромашины автоматических устройств. – М., 1964.
28. *Юферов Ф. М.* Электрические машины автоматических устройств. – М., 1976.

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

ОГЛАВЛЕНИЕ